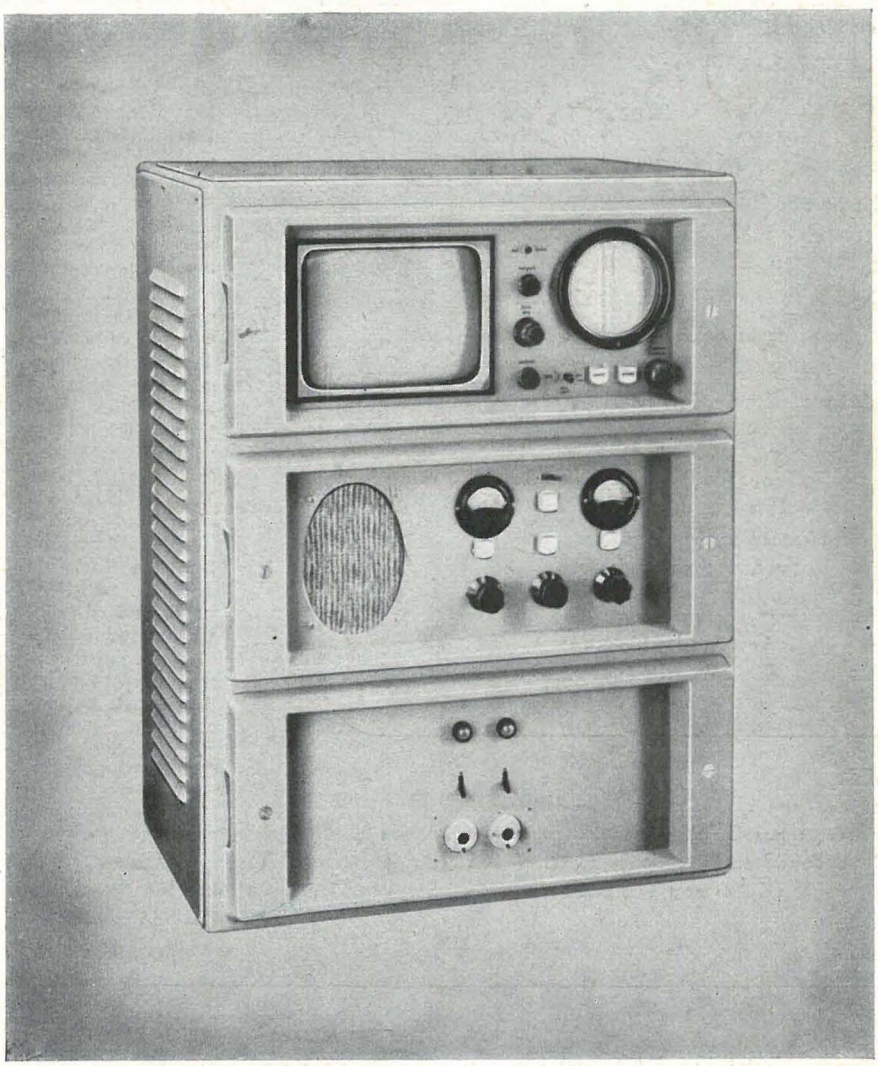
DEUTSCHE FUNK TECHNIK

3. JAHRGANG / NR. 1
BERLIN / JANUAR 1954

RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN

Aus dem Inhalt

SEITE

Das Jahr der großen Initiative 1

Obering. K.-A. Springstein
Die Differenzierung elektrischer Schwingungsvorgänge 2

Fernsehversorgungsbereiche 4

Werner Taeger
Wirkungsweise und Eigenschaften der Transistoren 5

Werner Taeger
Die Arbeitsweise des Phasendetektors 8

Ing. H. E. Koster
Kleinbandfilter EZs 0105 für 468 kHz 9

cand. phys. Hans Joachim Fischer
Ein Meßsender mit konstanter Ausgangsamplitude 10

Radio- und Fernsehröhren der DDR 10

Ein neuer Luxor-Plattenwechsler 12

Ballempfänger FE 853 vom VEB Sachsenwerk Radeberg 13

Versilbern von freitragend gewickelten UKW-Spulen 13

Ing. Ernst Schreiber
Baugruppen neuartiger Elektronenorgeln 14

Herbert Burkhardt
Transportable Lautsprecheranlagen 19

Ing. Fritz Kunze
Symbole für Röhrenkapazitäten 21

Erfahrungsaustausch 22

Ing. Fritz Kunze
Röhreninformation UCH 81 23

Lehrgang Funktechnik

Dipl.-Ing. Alexander Raschkowitsch
A. Hörrundfunk 25

Werner Taeger
B. Fernsehrundfunk 29

Literaturkritik und Bibliographie 31

Dipl.-Ing. Hans Schulze-Manitius
Chronik der Nachrichtentechnik 32

Titelbild:
Der Ballempfänger FE 853 vom VEB Sachsenwerk Radeberg HV-RFT dient zur Übertragung des Fernsehprogramms aus einem Sendebezirk in den anderen (siehe Beitrag „Ballempfänger FE 853 vom VEB Sachsenwerk Radeberg" auf Seite 13) (Werkfoto)

Die Rundfunkwellenausbreitung im November 1953

Mitteilung aus dem Observatorium Kühlungsborn, Meteorologischer und Hydrologischer Dienst der DDR

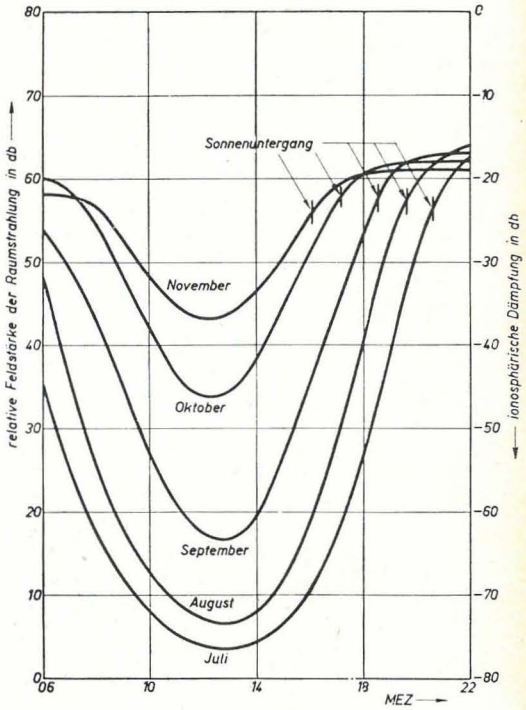
Lang-, Mittel- und Kurzwellen

Nach Abklingen des im Vormonat gemeldeten Ionosphärensturmes hatte am 21. Oktober eine längere Periode nahezu ungestörter ionosphärischer Verhältnisse begonnen, die auch während der ganzen ersten Novemberdekade andauerte. Erst mit der erwarteten Wiederholung des oben erwähnten Sturmes setzte am 12. November erneut eine Folge starker Korpuskularstörungen ein, die bis zum 21. November anhielten. Die letzte Dekade des Berichtsmonats war dann wieder im wesentlichen ungestört.

Der Rundfunkempfang im Mittel- und Langwellenbereich wird in den Wintermonaten stark durch Schwunderscheinungen und Senderüberlagerungen beeinträchtigt. Infolge des frühen Sonnenuntergangs herrschen während der abendlichen Haupthörzeit bereits ausgesprochen nächtliche Empfangsbedingungen mit kräftiger Raumstrahlung. Aber auch in den kurzen Tagesstunden ist die ionosphärische Dämpfung infolge des niedrigen Sonnenstandes nur gering, so daß die Raumstrahlung auch den Tagesempfang beeinflußt. Das geht zum Beispiel aus dem unten abgebildeten Diagramm hervor, in dem die mittleren Tagesgänge der ionosphärischen Raumstrahlung auf 245 kHz für den Übergang vom Sommer zum Winter dargestellt sind und in dem insbesondere auch die starke Abhängigkeit der Dämpfung vom Sonnenstand zum Ausdruck kommt. *Spr.*

Ultrakurzwellen

In der ersten Monatshälfte war der UKW-Fernempfang in Nord- und Mitteldeutschland vorwiegend normal, lediglich um den 5. und 8. November trat eine leichte Verbesserung ein. Sehr gute Fernausbreitung setzte am Nachmittag des 16. November im gesamten mitteleuropäischen Raum ein und brachte am folgenden Tage auf allen Meßstrecken bis zu 500 km Entfernung extreme Feldstärkewerte. Am Westrand eines Hochdruckgebietes über Böhmen führte eine kräftige tiefliegende Inversionsschicht auf vielen Strecken zu einer duct-Bildung für das 3-m-Band. Der UKW-Sender Berlin fiel am 17. November in Kühlungsborn zum Beispiel mit einer Feldstärke ein, die fast 60 db über dem Normalwert lag. In den Vormittagsstunden wurde der Sender Weinbiet (Südwestfunk) mit großer Intensität aufgenommen. Der Fernsender Taunus II (Abstand 500 km) überdeckte ganztätig den Sender Hamburg II. Auch der schwache Sender Braunschweig, der hier normalerweise von dem leistungsstärkeren Sender Kopenhagen überlagert wird, überdeckte letzteren über viele Stunden, da die an sich gute Ausbreitung über See durch die Verhältnisse über Land bei weitem übertroffen wurde. Gute Ausbreitungsbedingungen wurden in der zweiten Monatshälfte auch am 22. November unter Einfluß einer weiteren Hochdrucklage beobachtet. Besonders für westdeutsche Strecken trat ein Feldstärkeanstieg um über 30 db ein. Unternormale Empfangsbedingungen waren am 14. u. 20. des Monats zu verzeichnen. *Kl.*



Mittlere monatliche Tagesgänge der Raumstrahlung auf 245 kHz bei einer Senderentfernung von 180 km

Verlag „Die Wirtschaft", Verlagsdirektor Gerhard Kegel
Chefredakteur: Rudolf Nehring; verantwortlicher Fachredakteur: Ing. Karl Kiehle, Berlin-Treptow, Puschkinallee 3, Fernruf: 67 87 41 / 67 71 47. Veröffentlicht unter Lizenznummer 1129 des Amtes für Literatur und Verlagswesen der Deutschen Demokratischen Republik. — **Anzeigenannahme:** Verlag „Die Wirtschaft", Berlin W 8, Französische Straße 53—55, und die Filialen der DEWAG-Werbung. Gültige Preisliste Nr. 1. — **Druck:** Tribüne-Verlag, Druckerei III, Leipzig III/18/36. — Auszüge und Übersetzungen nur mit Quellenangabe gestattet.
Die „Deutsche Funk-Technik" erscheint monatlich, Einzelheft 2,— DM.
Zuschriften an Redaktion „Deutsche Funk-Technik", Berlin-Treptow, Puschkinallee 3.

DEUTSCHE FUNK TECHNIK

MONATSSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN UND ELEKTROAKUSTIK

HEFT 1 JANUAR 1954 3. JAHRGANG

Das Jahr der großen Initiative

Zu Beginn des neuen Kalenderjahres, des Jahres 1954, dem die Werktätigen in der Deutschen Demokratischen Republik mit Freude und Zuversicht entgegensehen, danken wir allen Lesern der DEUTSCHEN FUNK-TECHNIK für ihre Mitarbeit, für das der stetigen Aufwärtsentwicklung unserer Zeitschrift entgegengebrachte Interesse und nicht zuletzt für die vielen Anregungen im vergangenen Jahr. Mit Ihnen, liebe Leser, will die Redaktion noch mehr als bisher kollektiv zusammenarbeiten und eine Gemeinschaft bilden, in der jeder sein Wissen und seine Erfahrungen vorbehaltlos der Allgemeinheit zur Verfügung stellt und darüber hinaus das Recht und die Pflicht hat, durch sachliche Kritik die Entwicklung unserer Wirtschaft zu fördern. Ein gegenseitiger Austausch von Erfahrungen soll das fachliche Können der Funkschaffenden verbessern, damit sie mit ihrer ganzen Kraft dazu beitragen können, die Ziele unseres Volkswirtschaftsplanes 1954 zu erreichen.

Auch in der Zukunft wird die DEUTSCHE FUNK-TECHNIK ein Spiegelbild der Leistungen unserer Gemeinschaft sein. Die erfahrendsten und die besten Kräfte des Kollektivs müssen es als ihre Pflicht ansehen, durch ausgezeichnete Beiträge die inhaltliche Gestaltung noch weiter zu verbessern. Ihre bisherige Mitarbeit, liebe Leser, das muß und soll hier besonders ausgesprochen werden, wirkte sich nicht nur positiv auf unser Rundfunkmechanikerhandwerk, sondern auch auf unsere Funkindustrie aus. Markante Anzeichen dafür, daß Ihre Mitarbeit und damit auch unser Schaffen in der Funkindustrie internationale Anerkennung fanden, sind nicht zuletzt die in ausländischen Fachzeitschriften veröffentlichten Referate und die vielen mit entsprechender Quellenangabe wörtlich übernommenen Beiträge. Das sind schöne Erfolge, die uns aber verpflichten, im neuen Jahr, dem Jahr der großen Initiative, noch intensiver neben dem allgemeinen auch das technische Bildungsniveau der Arbeiterklasse zu heben. In Anbetracht des Strebens der Arbeiter ist es notwendig, populäre technisch-wissenschaftliche Beiträge zu veröffentlichen, um ihre Qualifizierung zu fördern, um ihre technischen Kenntnisse ständig zu erweitern, damit sie das erworbene hohe fachliche Können zur raschen Hebung des Lebensstandards unseres Volkes einsetzen können. Es ist notwendig, in jedem Betrieb, in allen Kultur- und Klubhäusern Zirkel für die Weiterbildung zu schaffen, wobei eine auf breiter Basis organisierte Bastlertätigkeit erheblich dazu beitragen wird, das Interesse an der Funktechnik zu begünstigen. Durch die aktive Tätigkeit sowjetischer Amateure werden der Industrie in der UdSSR zahlreiche Anregungen zur Anwendung elektronischer Geräte vermittelt, die für die Volkswirtschaft von großem Nutzen sind. Bei der alljährlich stattfindenden Allunionsausstellung über die Tätigkeit der Rundfunkamateure, die unter der Schirmherrschaft des Ministeriums für die Nachrichtenmittelindustrie durchgeführt wird, finden die großen Erfolge der Amateure ihre besondere Anerkennung.

Deshalb muß auch unser Nachwuchs für die Hochfrequenztechnik und für die Elektronik begeistert werden, da eine verbesserte und erhöhte Güterproduktion leichter mit Hilfe elektronisch gesteuerter, automatischer Einrichtungen erreicht werden kann als mit komplizierten mechanischen Konstruktionen. Der Produktionsablauf läßt sich durch elektronische Geräte leichter und besser überwachen als durch mechanische Vorrichtungen oder durch menschliche Arbeitskräfte. Elektrische Fühler und Fotozellen steuern die Produktionseinrichtungen bedeutend sicherer und schneller, als die Menschen ihre Maschinen bedienen können, so daß neben den kürzeren Herstellungszeiten auch ein geringerer Produktionsausschuß die Folge sein muß. Auch unsere Aufgabe wird es sein, weite Kreise der Werktätigen für unser Fachgebiet zu interessieren, ihnen die Grundlagen der Funktechnik zu vermitteln und dafür Sorge zu tragen, daß sie Gelegenheit haben, durch selbstgebaute Rundfunkempfänger und Meßgeräte mit den Schaltungen der Röhren vertraut zu werden.

Wertvolle Verbesserungsvorschläge zur teilautomatisierten oder zur vollautomatisierten Produktion werden dann der sichtbarste Dank sein, sobald das Interesse breitester Kreise unserer Werktätigen auf die gewaltig vorwärtsstürmende Wissenschaft Elektronik gelenkt wird. Eine Voraussetzung muß aber mit aller Macht realisiert werden, und das ist die ausreichende Bereitstellung von Bauelementen für die leidenschaftliche aber außerordentlich wertvolle Tätigkeit der zahlreichen Bastler und Amateure. Die Verordnung des Ministerrats der Deutschen Demokratischen Republik über die Erhöhung und Verbesserung der Produktion von Verbrauchsgütern mit ihren bis ins einzelne gehenden Bestimmungen, Vorschlägen und Anregungen zeigt, wie wir auch zu einem ausreichenden Sortiment von Bauelementen der Funktechnik gelangen können. Es liegt im eigenen Interesse, wenn jeder Arbeiter an der Werkbank, jeder Meister, Ingenieur und Werkleiter in unserem Industriezweig dazu beiträgt, die bedeutende Verordnung zu verwirklichen, was schließlich auch den Mangel an Bauelementen im Facheinzelhandel beseitigen hilft. Handwerksbetriebe, die neben der handwerklichen Tätigkeit noch einen Facheinzelhandel ausüben, werden nicht mehr ausschließlich durch den staatlichen Großhandel beliefert, sondern auch durch die Handwerksgenossenschaften, soweit diese die Belieferung ihres Kundenkreises mit den einschlägigen Waren selbst vornehmen wollen. Durch Rahmenvereinbarungen zwischen der DHZ und den Bezirkshandwerkskammern wird sichergestellt, daß die Handwerksgenossenschaften im Rahmen des Möglichen ausreichend mit Erzeugnissen der volkseigenen Industrie beliefert werden. Die Handwerker können somit den reichen Schatz ihrer Erfahrungen und ihren Erfindungsgeist voll einsetzen, um den Appell des Ministerrats an die Schöpferkraft der Werktätigen und an ihren Arbeitsenthusiasmus lebendige Wirklichkeit werden zu lassen. Da der ausreichenden Versorgung der Handwerksgenossenschaften mit Material größte Aufmerksamkeit geschenkt wird und die Ausnutzung örtlicher Materialreserven viele Schwierigkeiten des Handwerks überwinden hilft, erhält das Handwerk die Möglichkeit, durch den direkten Verkauf selbsterzeugter hochwertiger Bedarfsgüter wesentlich zur besseren Versorgung der Bevölkerung beizutragen.

Leserzuschriften unserer Werktätigen, die auf mangelndes Bemühen oder Untätigkeit hinweisen, werden für uns ein Signal sein, sofort die verantwortlichen Stellen zu mobilisieren. Mit konsequenter positiver Kritik werden wir darüber wachen, daß man die Verordnungen unserer Regierung überall beachtet und durchführt. Wenn erforderlich, werden wir auch sehr offen die Selbstzufriedenheit der entsprechenden Verwaltungsfunktionäre kritisieren.

Im neuen Jahr, von dem wir auf Grund unserer Planwirtschaft recht gut wissen, was es uns bringen wird, wollen wir uns auch mit ganzer Kraft dafür einsetzen, daß alle Erzeugnisse unserer Funkindustrie nicht nur die Güte des Vorkriegsstandes erreichen, sondern darüber hinaus eine Qualität aufweisen, die allseitige Anerkennung findet. Das Jahr 1954 soll somit auch für die Funkschaffenden zum Jahr der großen Initiative werden! Die DEUTSCHE FUNK-TECHNIK wird dabei Berater und Wegweiser sein!

Karl Kiehle

Obering. K.-A. SPRINGSTEIN

Die Differenzierung elektrischer Schwingungsvorgänge

In der modernen Nachrichtentechnik, in der elektrischen Meßtechnik, bei elektronischen Zählproblemen und auch in der Regeltechnik kommt es häufig darauf an, einen gegebenen Schwingungsvorgang zu verformen oder auch zu differenzieren. Insbesondere wird oft die Aufgabe gestellt, aus einem Schwingungsvorgang Impulse oder einen impulsförmigen Schwingungsvorgang zu gewinnen. Ein beliebtes Verfahren, diese Aufgabe zu lösen, besteht in der „Ableitung" eines gegebenen Schwingungsvorganges. Unter „Ableitung" ist dabei genau das zu verstehen, was der Mathematiker als Ableitung einer Funktion bezeichnet, nämlich die Bildung der Differentialkurve zu einer gegebenen Funktion. Die gegebene Funktion ist in der Technik der vorhandene (meist periodische) Schwingungsvorgang. Von ihm ist die erste Ableitung, manchmal auch die zweite Ableitung, zu bilden. Das heißt nichts anderes, als daß

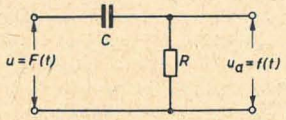


Bild 1: Einfacher Vierpol als Differenzierschaltung

der gegebene Schwingungsvorgang differenziert werden soll. Hierzu eignen sich ganz einfache Vierpole, wenn einige Bedingungen beachtet werden. Ein solcher Vierpol zur elektrischen Differenzierung besteht aus einem Kondensator und einem Widerstand entsprechend der Schaltung nach Bild 1. Damit ein derartiger Vierpol als Differenzierschaltung richtig arbeitet, muß er hochohmig abgeschlossen sein, das heißt, er soll praktisch im Leerlauf betrieben werden. Zum anderen sollen Kapazität und Widerstand niedrig bemessen sein, so daß die Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ klein ist.

Wirkungsweise des Vierpols

Am Eingang des Vierpols nach Bild 1 liege eine zeitlich veränderliche Spannung u (t). Da R niedrig bemessen sein soll, ist auch der Spannungsabfall an R klein. An der Kapazität C liegt dann praktisch die volle Eingangsspannung. Der Stromverlauf im Vierpol wird daher fast ausschließlich durch die Kapazität C bestimmt. Bezeichnen wir die Spannung am Kondensator mit U_C, so ist:

$$U_C \approx u(t); \qquad (1)$$

Ist Q die Ladung des Kondensators, so gilt allgemein:

$$Q = C \cdot U_C \qquad (2)$$

und damit

$$U_C \approx u(t) \approx \frac{Q}{C} \qquad (3)$$

oder

$$Q \approx C \cdot u(t). \qquad (4)$$

Benutzen wir nun die Definitionsgleichung für den Strom

$$i = \frac{dQ}{dt} \qquad (5)$$

und differenzieren wir Gleichung (4)

$$\frac{dQ}{dt} \approx C \cdot \frac{du(t)}{dt}, \qquad (6)$$

so wird nach Einsetzen von (6) in (5):

$$i \approx C \cdot \frac{du(t)}{dt}. \qquad (7)$$

Der Strom i fließt praktisch nur durch den Widerstand R, da wir den Vierpol hochohmig abgeschlossen angenommen hatten. Folglich ist die Ausgangsspannung des Vierpols

$$u_a \approx i \cdot R. \qquad (8)$$

Ersetzen wir hierin i durch Gleichung (7), so wird

$$u_a \approx R \cdot C \cdot \frac{du(t)}{dt}. \qquad (9)$$

Das Produkt $R \cdot C$ ist nichts anderes als die Zeitkonstante τ,

$$u_a \approx \tau \cdot \frac{du(t)}{dt}. \qquad (10)$$

Gleichung (10) besagt also, daß die Ausgangsspannung u_a proportional zur ersten Ableitung der Eingangsspannung ist. Damit ist gezeigt, daß der einfache Vierpol nach Bild 1 in guter Näherung als Differenzierschaltung benutzt werden kann. Je nachdem die eingangs genannten Bedingungen mehr oder weniger erfüllt sind oder sich erfüllen lassen, wird die Differentiation mehr oder weniger exakt sein.

Zur Festlegung der Größen R und C gilt für ein einwandfreies Arbeiten der Schaltung in der Praxis

$$\tau = R \cdot C \ll \frac{1}{4\omega}, \qquad (11)$$

wobei ω die Kreisfrequenz des periodischen Schwingungsvorganges ist[1]). Im allgemeinen wird man einen solchen Vierpol in Verbindung mit Elektronenröhren betreiben (Schaltung Bild 2). Die Dimensionierung der Schaltelemente läßt sich nach Gleichung (11) praktisch immer durchführen. Da der Röhreneingangswiderstand bei nicht zu hohen Frequenzen immer sehr groß ist[2]), arbeitet der Differenziervierpol, wie gefordert, auch praktisch im Leerlauf. Über die Wirksamkeit einer Differenzierschaltung kann man sich durch Oszillografie von Eingangs- und Ausgangsspannung überzeugen. Besteht die Ausgangsspannung aus sehr steilen Impulsen oder Schwingungsvorgängen mit steilen Flanken, ist dabei aber zu beachten, daß der Oszillograf einen Breitbandverstärker enthalten muß, wenn er die Kurvenform richtig wiedergeben soll. Denn jeder Vorgang mit steilen Flanken besitzt ein sehr breites Frequenzspektrum, dessen hochfrequente Bestandteile bei einer Verstärkung natürlich nicht benachteiligt werden dürfen[3]).

Grafische Differenzierung

Es kann in der Praxis leicht vorkommen, daß sich die Ausgangsspannung nicht oder nicht richtig oszillografieren läßt. Die Eingangsspannung ist in ihrem zeitlichen Verlauf meist genau bekannt. Wie kann man sich nun über den Verlauf der Differentialkurve ein Bild machen? Ein einfaches Verfahren dazu ist die grafische Differenzierung einer gegebenen Kurve. Um dieses Verfahren in voller Allgemeinheit zu erläutern, sei ein Schwingungsvorgang gewählt, der als Differentialkurve keine Impulse ergibt. Die Zeichnung des Schwingungsvorganges er-

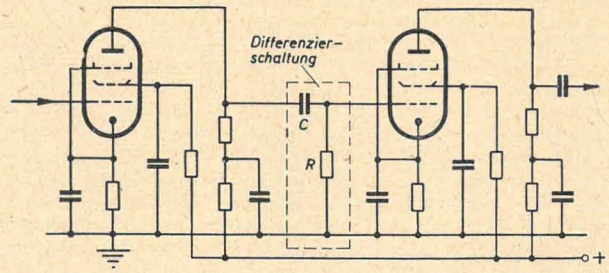


Bild 2: Differenziervierpol zwischen zwei Verstärkerstufen

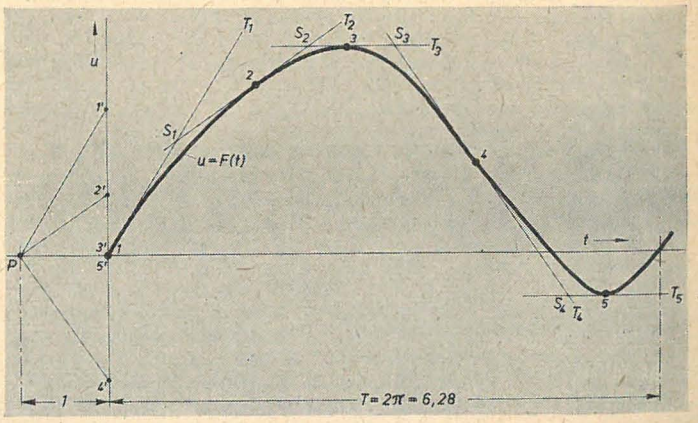


Bild 3: Zeichnung des Tangentenvielecks als Vorbereitung zur grafischen Differenzierung einer gegebenen Kurve

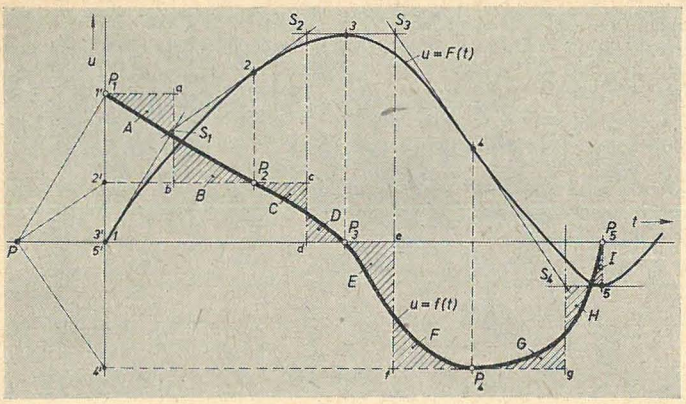


Bild 4: Konstruktion der Differentialkurve

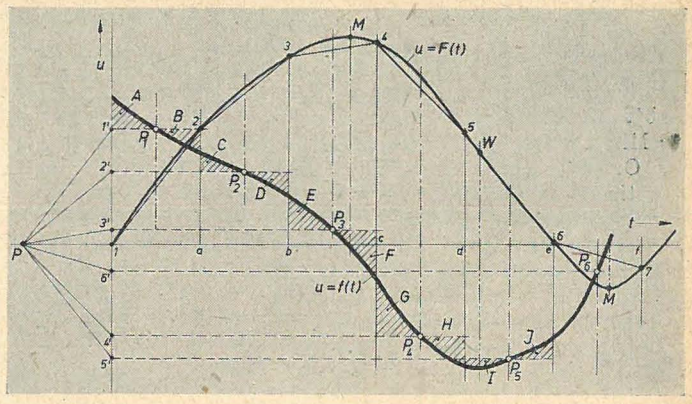


Bild 5: Konstruktion der Differentialkurve, ausgehend vom Sehnenvieleck der gegebenen Kurve

folgt in rechtwinkligen Koordinaten: Die Abszissenachse ist die Zeitkoordinate, in der Ordinate wird die Spannung u aufgetragen, siehe Bild 3. Bei periodischen Vorgängen genügt es, eine Schwingungsperiode T zu betrachten, anderenfalls muß der ganze Vorgang, soweit er von Interesse ist, differenziert werden. Die gegebene Funktion (zum Beispiel eine Kurve, wie sie durch die Oszillografie bekannt ist) sei $u = F(t)$, das ist die stark ausgezogene Kurve im Bild 3. Auf dieser Kurve werden eine Reihe von Punkten ausgewählt, zum Beispiel die Punkte 1 bis 5. Es ist dabei nützlich, auch die Wendepunkte und die Extremwerte (Maxima und Minima) der Kurvenpunkte zu benutzen. Im Bild 3 sind dies Punkt 3 (Maximum), Punkt 4 (Wendepunkt) und Punkt 5 (Minimum). Durch die ausgewählten Punkte werden Tangenten gezogen, dies sind die Geraden T_1 bis T_5 im Bild 3. Das genaue Zeichnen von Tangenten an eine Kurve ist nicht so einfach, wie mancher vielleicht denken mag. Es gibt dafür eine Reihe von Hilfsverfahren und Hilfsmitteln, auf die hier nicht näher eingegangen werden soll[4]). Die angegebenen Tangenten T_1 bis T_5 schneiden sich in den Punkten S_1, S_2, S_3 und S_4. Zur Konstruktion der Differentialkurve $u = f(t)$ ist der sogenannte „Pol" wichtig. Als Pol wird immer der Punkt im Abstand 1 auf der negativen Abszissenachse gewählt, im Bild 3 der Punkt P. Durch P werden dann Parallelen zu den Tagenten T_1 bis T_5 gezogen. Diese Parallelen schneiden die Ordinatenachse in den Punkten 1′, 2′, 3′, 4′, 5′. Die Punkte 3′ und 5′ fallen im Bild 3 mit dem Punkt 1 der Kurve $u = F(t)$ zusammen. Für den weiteren Verlauf der Konstruktion der Differentialkurve betrachten wir Bild 4. Durch die Punkte 1 bis 5 der gegebenen Kurve und durch die Schnittpunkte der Tangenten S_1 bis S_4 werden Parallelen zur Ordinatenachse gezogen. Auf diesen Parallelen (im Bild 4 gestrichelt und strich-punktiert) müssen selbstverständlich auch Punkte der Differentialkurve liegen. Es gilt nun, die Orte dieser Punkte zu finden. Zunächst werden durch die Punkte 1′ bis 5′ Parallelen zur Abszissenachse gezogen. Diese schneiden die vorher gezeichneten Parallelen durch die Punkte 1 bis 5 in den Punkten P_1, P_2, P_3, P_4, P_5. Damit sind die ersten Punkte der Differentialkurve gefunden, und nun ist die Differentialkurve in ihrem Verlauf zu zeichnen. Zunächst wird der mutmaßliche Verlauf der Differentialkurve angegeben. Dabei entstehen Schnittpunkte mit den Senkrechten durch die Punkte S_1 bis S_4, die so korrigiert werden, daß die jeweils links und rechts von ihnen liegenden dreieckförmigen Flächen (im Bild 4 schraffiert gezeichnet) flächengleich werden. Wird die Konstruktion auf Millimeterpapier durchgeführt, so kann man die Quadrate dieser Flächen bequem auszählen. Mit einiger Übung läßt sich das auch nach Augenmaß durchführen. Die Konstruktion der Differentialkurve wird natürlich um so genauer, je mehr Punkte auf der gegebenen Kurve $u = F(t)$ gewählt werden. Um die Zeichnung möglichst übersichtlich zu halten, wurden im Bild 3 lediglich fünf Punkte gewählt. Die Konstruktion Bild 4 zeigt die inhaltsgleichen Flächen A = B, C = D, E = F und G = H. Auf diese Weise hat man ein angenähertes Bild der Differentialkurve gewonnen. Für die meisten praktischen Fälle ist eine solche Konstruktion ausreichend. Werden größere Anforderungen an die Genauigkeit gestellt, so muß die ganze Konstruktion durch sehr viele Ausgangspunkte verfeinert werden. Der Gang der Konstruktion bleibt derselbe. Über das Aussehen der Differentialkurve kann man sich ein grobes Bild machen, wenn man bedenkt, daß die Differentialkurve an den Stellen, an denen die gegebene Kurve Extremwerte (Maxima oder Minima) besitzt, die Abszissenachse schneidet. Im Bild 4 sind dies die Punkte 3 und P_3 sowie 5 und P_5. Wo die gegebene Kurve einen Wendepunkt besitzt, hat die Differentialkurve ein Extremum (im Bild 4 die Punkte 4 und P_4).

Eine zweite Möglichkeit der grafischen Differenzierung

Die Differentialkurve kann auch durch eine andere Konstruktion gewonnen werden. Diese vermeidet das manchmal nicht einfache Zeichnen der Kurventangenten. Im Bild 5 ist noch einmal dieselbe Ursprungskurve $u = F(t)$ gezeichnet. Die Abszissenachse wird jetzt in gleichmäßige Abschnitte aufgeteilt und liefert die Punkte a bis f. Durch diese Punkte werden Parallelen zur Ordinatenachse gezeichnet, die die Kurve $u = F(t)$ in den Punkten 2 bis 7 schneiden. Nun werden diese Punkte durch Geraden verbunden. Das bedeutet nichts anderes als die näherungsweise Darstellung der gegebenen Kurve durch ein Sehnenvieleck. Im Gegensatz dazu wurde bei unserer ersten Konstruktion die näherungsweise Darstellung der gegebenen Kurve durch ein Tangentenvieleck benutzt. Der Punkt P („Pol") wird wiederum im Abstand —1

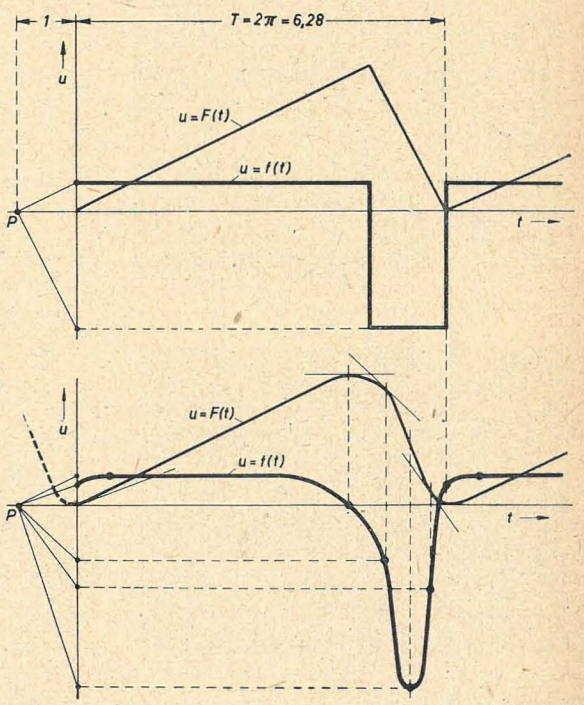


Bild 6: Differentialkurven zweier Sägezahnschwingungen

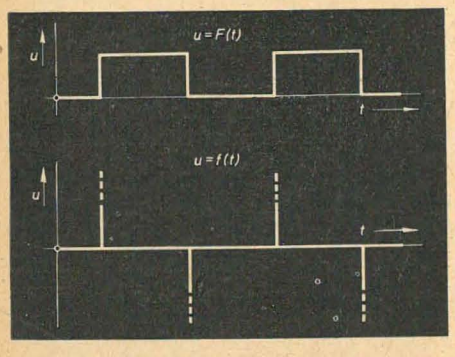
[1]) Nach O. Heymann, Frequenz, Bd. 2 (1948) Nr. 1.

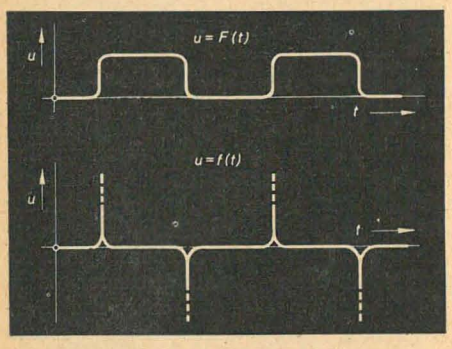
[2]) Siehe z. B. K.-A. Springstein, „Einführung in die Kurzwellen- und Ultrakurzwellen-Empfänger-Praxis", Abschnitt 6. 93, Fachbuchverlag, Leipzig, 1953.

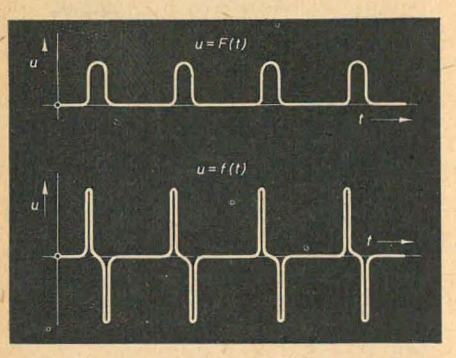
[3]) Siehe z. B. W. Taeger, „Die Technik der Breitbandverstärker", DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, H. 8 (1953) S. 232.

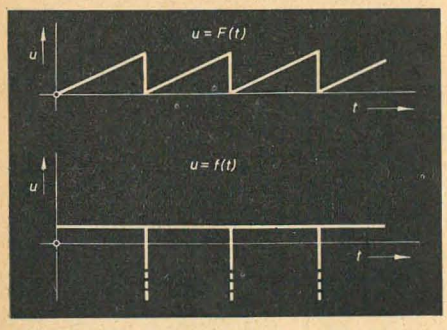
[4]) Siehe z. B. Hort-Thoma, „Die Differentialgleichungen der Technik und Physik", 5. Aufl., J. A. Barth, Leipzig, 1950.

vom Koordinatenanfangspunkt aus auf der Abszissenachse aufgetragen. Durch P werden Parallelen zu den Sehnen gezeichnet, die die Ordinatenachse in den Punkten 1′ bis 6′ schneiden. Zeichnet man dann durch die Mittelpunkte aller Sehnen Parallelen zur Ordinatenachse (im Bild 5 strichpunktiert) und durch die Punkte 1′ bis 6′ Parallelen zur Abszissenachse, so ergeben sich die Punkte P_1 bis P_6 der Differentialkurve. Durch diese Punkte wird die Differentialkurve provisorisch ausgezogen und danach so korrigiert, daß die schraffierten dreieckförmigen Flächen inhaltsgleich werden: A = B, C = D, E = F, G = H, I = J. Die stark ausgezogene Kurve u = f(t) ist dann in erster Näherung die gesuchte Differentialkurve. Bei entsprechender Verfeinerung des Verfahrens wird die Differentialkurve beliebig genau. Da wir für Bild 5 dieselbe Ausgangskurve wie für Bild 4 gewählt hatten, müssen auch die Differentialkurven einander gleich sein.









Bilder 7 bis 10: Einige häufig vorkommende Kurven und die dazugehörigen Differentialkurven

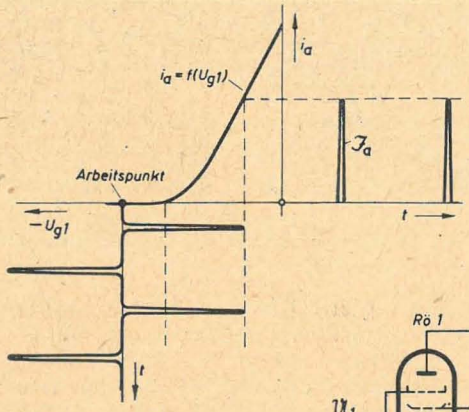


Bild 11: Unterdrückung der negativen Impulse durch starke Gittervorspannung

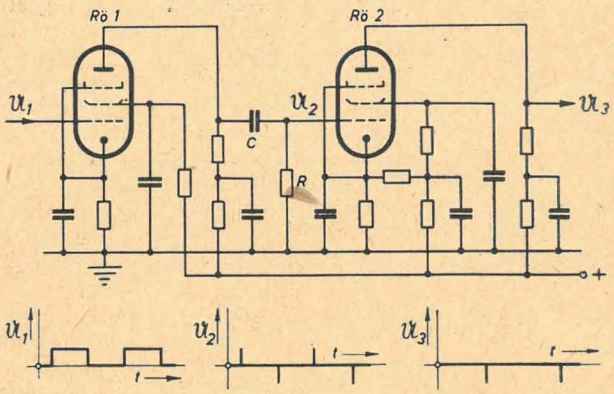


Bild 12: Schaltung zur Erzeugung negativer Nadelimpulse

Differentialkurven verschiedener Schwingungsformen

Im Bild 6 oben ist die Konstruktion der Differentialkurve (stark ausgezogen) einer exakten Sägezahnschwingung gezeigt, es entsteht eine rechteckförmige Schwingung. Ist die Sägezahnschwingung verformt (untere Darstellung im Bild 6), so ergibt sich keine Rechteckschwingung mehr.

Die Bilder 7 bis 10 zeigen einige weitere in der Praxis häufig verwendete Schwingungsformen u = F(t) und die zugehörigen Differentialkurven u = f(t). Wird von einer gegebenen Kurve die zweite Ableitung verlangt, so wird zunächst differenziert. Dann wird die sich ergebende Differentialkurve noch einmal differenziert. Dies gilt sowohl für die elektrische als auch für die grafische Differenzierung.

Erzeugung von Nadelimpulsen

Zu Steuerungs-, Zähl- und Synchronisierungszwecken werden häufig sehr schmale Impulse (sogenannte Nadelimpulse) benötigt. Hierzu erzeugt man mit Hilfe einer Multivibratorschaltung Rechteckschwingungen und differenziert diese dann. Die so gewonnenen Nadelimpulse treten jedoch mit verschiedener Polarität auf. Unipolare Impulse erhält man dann, wenn die negativen Impulse durch starke Gittervorspannung der nächstfolgenden Verstärkerröhre unterdrückt werden, siehe Bild 11. Die Krümmung der Röhrenkennlinie spielt dabei keine Rolle; denn sie wird praktisch in unendlich kurzer Zeit durchlaufen. Eine entsprechende Schaltung zeigt Bild 12. Bei allen derartigen Differenzierschaltungen, bei denen steile Flanken in der Differentialkurve vorkommen, ist eine gute Entkopplung der einzelnen Röhren besonders notwendig, das heißt, die Anodenstromkreise, gegebenenfalls auch die Schirmgitterkreise, müssen Siebglieder enthalten, damit keine hochfrequenten Beeinflussungen über die gemeinsame Anodenspannungsquelle auftreten. Dies kann leicht zur Selbsterregung einzelner Stufen oder der ganzen Anordnung führen, auf jeden Fall aber zu Verzerrungen der Schwingungsvorgänge.

Fernsehversorgungsbereiche

Um unseren Lesern einen Überblick über die Versorgungsbereiche der Fernsehsender Berlin und Leipzig zu vermitteln, veröffentlichen wir nachstehend die laut einer Mitteilung des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen bekannten Orte, in denen ein Empfang der genannten Fernsehsender möglich ist.

Fernsehsender Berlin: Stadtbezirke und sämtliche Vororte von Berlin, Oranienburg, Velten, Nauen, Potsdam, Trebbin, Strausberg, Bernau, Teltow, Zossen, Mittenwalde, Königs Wusterhausen, Werneuchen, Biesenthal, Alt-Landsberg.

Fernsehsender Leipzig: Leipzig, Delitzsch, Merseburg, Zeitz, Borna, Wurzen, Bad Schmiedeberg, Bitterfeld, Bad Lauchstädt, Halle, Weißenfels, Altenburg, Eilenburg, Düben, Schkeuditz, Pegau, Colditz, Naunhof, Bad Dürrenberg, Markranstädt, Zwenkau, Frohburg, Bad Lausick, Nerchau, Groitzsch, Trebsen, Mutzschen, Meuselwitz.

Diese Orte liegen in einem Umkreis bis zu 40 km vom betreffenden Fernsehsender entfernt, darüber hinaus kann auf Grund der Ausbreitungsbedingungen der ultrakurzen Wellen ein Empfang nicht mehr garantiert werden.

In allen Orten, in denen ein Fernsehempfang möglich ist, wurden die Behörden, Organisationen, HO-Geschäfte und Schulen durch die Postämter hiervon unterrichtet.

WERNER TAEGER

Wirkungsweise und Eigenschaften der Transistoren

Die ungewöhnlich klingende Bezeichnung Transistor ist aus den beiden Worten „Transfer" und „Resistor" entstanden und bedeutet etwa Übertragungswiderstand. Der Aufbau des Transistors ist ähnlich dem eines Kristalldetektors; während beim Kristalldetektor nur eine Spitze gegen die kristalline Fläche drückt, berühren beim Transistor im engen Abstand zwei Spitzen die Fläche des Halbleiters. Da die eine Spitze eine erhebliche negative Vorspannung erhält, wird die Anordnung zum Verstärker und Schwingungserzeuger, nicht etwa zu einem Doppelgleichrichter. Als besondere Vorteile des Transistors gegenüber einer Elektronenröhre sind anzuführen: Fehlen der Heizung, geringer Leistungsverbrauch, robuster Aufbau und dadurch große Lebensdauer. Als Material für den Transistor wird Germanium verwendet. Dieses Element wurde etwa im Jahre 1880 von Winkler in Freiberg/Sachsen entdeckt. Eine kennzeichnende Eigenschaft des Germaniums ist, daß es durch verunreinigende Beimischungen seine elektrischen Eigenschaften verändert. Durch Hinzufügen geringer Mengen von Bor, Indium, Gallium, Thallium oder Aluminium wird aus dem halbmetallischen Element ein Gleichrichter, in dem sich die Elektronen in bevorzugter Richtung von der Spitze zum Kristall bewegen (positives oder p-Germanium). Beimischungen aus Phosphor, Wismut, Antimon oder Arsen machen aus dem Germaniumkristall einen negativen (n-Germanium) Gleichrichter mit bevorzugter Durchlaßrichtung vom Kristall zur Spitze. Verwendet man schließlich noch Indium in Verbindung mit dem Germanium, so erhält man eine vom Indium durchfeuchtete Schicht. Die Grenzfläche zwischen dem reinen Germanium und der Verbindung Germanium—Indium stellt einen Detektor dar, der angelegte Wechselspannungen gleichrichtet. Eine derartige Verbindung nennt man p-n-Germanium.

Verstärkerröhre und Transistor

Rein formal besteht eine Analogie von Verstärkerröhre und Transistor insofern, da beide als Vierpol behandelt werden können. Man hat es stets mit zwei Kreisen, Eingangs- und Ausgangskreis, zu tun, die beide miteinander gekoppelt sind. Es kann nun je ein Punkt des Eingangskreises mit einem Punkt des Ausgangskreises verbunden werden. Der beiden Kreisen gemeinsame Punkt heißt die Basis des Transistors.

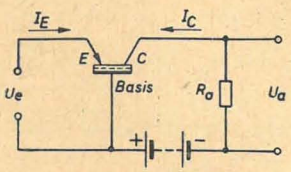


Bild 1: Transistorbasisschaltung

Man erhält einen guten Einblick in die inneren Zusammenhänge, wenn man sich die grundlegenden Vorgänge klar macht:

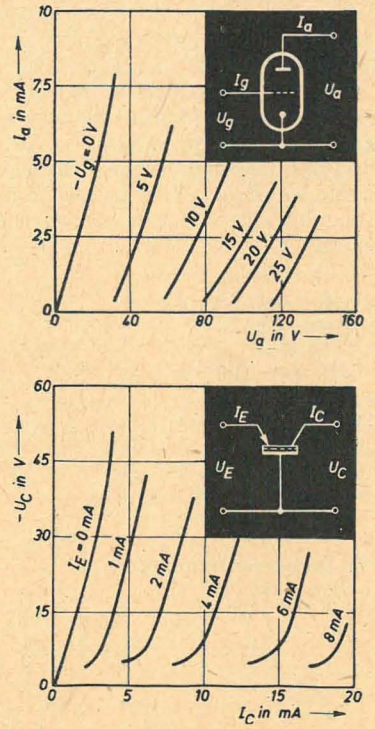


Bild 2: Kennlinien einer Triode und eines Transistors

Bei der Elektronenröhre hat man sich den Verstärkungsvorgang so vorzustellen, daß ein Gleichrichter, der in Flußrichtung arbeitet — die Strecke Anode-Katode —, von einem zweiten Gleichrichter in Sperrrichtung — die Strecke Gitter-Katode — gesteuert wird. Die beiden Elektronenströme, mit denen die Gleichrichter arbeiten, sind praktisch unabhängig voneinander. Die aus dem Gitter stammenden Elektronen steuern die Elektronen des Anodenstromes, beide vermischen sich aber dabei nicht miteinander! Da die Röhren in der Verstärkertechnik so betrieben werden, daß kein Gitterstrom fließt, tritt der Gitterstrom überhaupt nicht in Erscheinung, sondern die Gitterspannung steuert den Anodenstrom.

Bei dem Transistor sind die Vorgänge ähnlich. Auch hier sind zwei Gleichrichter miteinander gekoppelt, wobei wieder der eine Gleichrichter in Flußrichtung, der andere in Sperrichtung arbeitet. Zum Unterschied gegenüber einer Röhre steuert nun aber der in Flußrichtung arbeitende Gleichrichter den in Sperrichtung arbeitenden. Die Folgerungen daraus sind sehr wichtig: Während bei der Röhre der Anodenstrom I_a durch die Gitterspannung U_g gesteuert wird, steuert beim Transistor der Eingangsstrom I_E (der sogenannte „Emitterstrom") die Ausgangsspannung U_C (die „Collectorspannung"). Der Aufbau verstärkender Schalteinrichtungen mit Halbleitern beruht darauf, daß man, wie bei der Röhre, zwei voneinander unabhängige Stromkreise schaffen kann.

Bild 2 zeigt die Ähnlichkeit der Vorgänge bei Röhre und Transistor. Die Kennlinien einer Triode und eines Transistors entsprechen einander völlig, wenn man die Spannungen an der Röhre mit den Strömen des Transistors vergleicht. Der Emitterstrom beeinflußt dabei die Collectorspannung im Transistor in der gleichen Weise, wie die Gitterspannung den Anodenstrom der Röhre.

Die Gleichungen des Transistors

Für das Vierpolersatzschema des Transistors nach Bild 3 lassen sich folgende Gleichungen aufstellen:

$$U_E = R_1 \cdot I_E + R \cdot I_C\,, \qquad (1a)$$
$$U_C = R_3 \cdot I_E + R_2 \cdot I_C\,. \qquad (1b)$$

Die Aufteilung der Widerstände ergibt sich aus der Tatsache, daß sich die Ströme am Emitter und Collector teilen. Der Collectorstrom fließt beispielsweise einmal über den Collector und die Basis, und zweitens noch über den Collector und den Emitter (siehe auch Bild 1).

Ähnlich wie bei der Röhre wird auch beim Transistor zur Ermittlung der Widerstände der Collectorkreis einmal im Leerlauf und einmal im Kurzschluß betrachtet. Für den Leerlauf wird R_a im Bild 3 unendlich groß angenommen, dabei

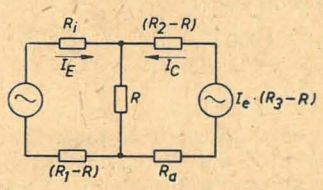


Bild 3: Vierpolersatzschaltschema des Transistors

wird der Collectorstrom $I_C = 0$. Aus (1a) folgt damit

$$R_1 = \left|\frac{U_E}{I_E}\right|_{I_C \to 0} \qquad (2)$$

und analog aus (1b)

$$R_3 = \left|\frac{U_C}{I_E}\right|_{I_C \to 0}\,. \qquad (3)$$

Schließt man den Belastungswiderstand R_a kurz ($R_a \to 0$), so besteht eine verschwindend kleine Collectorspannung U_C. Damit ergibt sich aus (1b)

$$R_2 = -R_3 \left|\frac{I_E}{I_C}\right|_{U_C \to 0} \qquad (4)$$

bzw. mit (3)

$$R_2 = -\left|\frac{U_C}{I_C}\right|_{U_C \to 0}\,. \qquad (4a)$$

Schließlich findet man noch aus (1a) den inneren Transistorwiderstand R

$$R = \frac{U_E - R_1 \cdot I_E}{I_C}\,. \qquad (5)$$

Aus der Kurzschlußcharakteristik findet man nun leicht die maximale Stromverstärkung α, sie beträgt nach (4)

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} = \frac{-R_3}{R_2}. \qquad (6)$$

Die maximale Spannungsverstärkung ergibt sich aus der Leerlaufcharakteristik als das Verhältnis $\mu_C = \frac{U_C}{U_E}$, nach Einsetzen der Werte aus (2) und (3) ist

$$\mu_C = \frac{R_3}{R_1}. \qquad (7)$$

Die sogenannte Spannungsschwächung, also das Verhältnis $\mu_E = \frac{U_E}{U_C}$, erhält man bei konstantem Emitterstrom (I_E = konst.) aus (1a) und (1b)

$$\mu_E = \frac{R}{R_2}. \qquad (8)$$

Eine Gütezahl für den Transistor stellt das Produkt $\mu_C \cdot \mu_E = \delta$ dar. Nach (7) und (8) ist

$$\delta = \frac{R \cdot R_3}{R_1 \cdot R_2}, \qquad (9)$$

diese Gütezahl ist stets kleiner als 1. Für die richtige Anpassung des Transistors an den Generatorinnenwiderstand R_i und an den Außenwiderstand R_a ist ebenfalls die Gütezahl δ maßgebend. Es gelten die Beziehungen:

$$R_i = R_1\sqrt{1-\delta}, \quad R_a = R_2\sqrt{1-\delta}. \qquad (10)$$

Beispiel: An einem Transistor, Type VS 200 der Firma SAF, wurden folgende Werte gemessen:

$R_1 = 1160\ \Omega$, $R_2 = 16{,}6\ k\Omega$,
$R_3 = 100\ k\Omega$, $R = 140\ \Omega$.

Man kann jetzt die Widerstandsverhältnisse und daraus weiter die Spannungsverstärkung, die Stromverstärkung und die Spannungsschwächung berechnen. Die Spannungsverstärkung ist nach (7)

$$\mu_C = \frac{100 \cdot 10^3}{1{,}16 \cdot 10^3} = 86,$$

die Stromverstärkung nach (6)

$$|\alpha| = \frac{100 \cdot 10^3}{16{,}6 \cdot 10^3} = 6$$

und die Spannungsschwächung nach (8)

$$\mu_E = \frac{140}{16{,}6 \cdot 10^3} = 0{,}0084.$$

Die Gütezahl des untersuchten Transistors beträgt nach (9)

$$\delta = 86 \cdot 0{,}0084 = 0{,}72.$$

Damit werden nach (10) die optimalen Anpassungswiderstände

$$R_i = 1160 \cdot \sqrt{1-0{,}72} = 615\ \Omega,$$

$$R_a = 16600 \cdot \sqrt{1-0{,}72} = 8800\ \Omega.$$

Aus (5) und (6) kann man den Zusammenhang zwischen I_E und U_E herleiten:

$$U_E = R_1 \cdot I_E + R \cdot I_C = I_E (R_1 + \alpha R).$$

Mit den gefundenen Werten ist

$$U_E = (1160 + 6 \cdot 140)\ I_E = 2000\ I_E.$$

Der Emitterstrom soll nach Angaben der Lieferfirma in Dauerbetrieb den Wert $I_E = 0{,}5$ mA nicht überschreiten. Damit ergibt sich eine Emitterspannung von $U_E = 2 \cdot 0{,}5 = 1$ V. Im Leerlauffall ist U_E wesentlich kleiner, nach (2) ist dann $U_E = R_1 \cdot I_E = 1{,}16\ k\Omega \cdot 0{,}5\ mA = 0{,}58$ V. Nach (3) ist die Leerlaufcollectorspannung $U_C = R_3 \cdot I_E = 100\ k\Omega \cdot 0{,}5\ mA = 50$ V, die maximale Spannungsverstärkung kommt dann mit dem Verhältnis $U_C : U_E = 50 : 0{,}58 = 86$ auch richtig heraus, im Belastungsfall ist U_E größer und U_C kleiner, als es dieser orientierenden Rechnung entspricht. Theoretisch wäre bei einer Stromverstärkung von $\alpha = 6$ mit einem Collectorstrom von $6 \cdot 0{,}5 = 3$ mA zu rechnen, die Collectorspannung U_C dürfte mit $U_E = 0{,}05$ V etwa 3,0 V betragen.

Anwendungsmöglichkeiten für den Transistor

Wegen des niedrigen Eingangswiderstandes eignet sich der Transistor vorzüglich zur Verstärkung von Spannungen aus Stromquellen mit kleinem Innenwiderstand, wie sie zum Beispiel dynamische Mikrofone und Tonabnehmer darstellen.

Bild 4: Transistorverstärkung mit nachgeschaltetem Röhrenverstärker

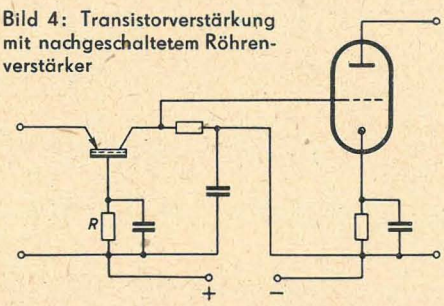


Bild 4 zeigt die Schaltung für einen Transistorverstärker mit nachgeschalteter Röhrenstufe. Durch einen hochohmigen Widerstand R in der Basiszuleitung, der wegen des geringen hindurchfließenden Stromes ziemlich groß gewählt werden muß, wird die notwendige Vorspannung zur Einhaltung des richtigen Arbeitspunktes erzeugt. Ähnlich wie bei der Röhre ist dieser Widerstand kapazitiv zu überbrücken. Auch Kaskadenschaltungen mit mehreren Transistoren zu einem mehrstufigen Verstärker zusammengebaut, lassen sich, entsprechend Bild 5, ausführen. Man erreicht je Stufe eine etwa 10fache Verstärkung. Zur Erzeugung von Rechteckkurven verwendet man Multivibratoren. Wegen der Gegenphasigkeit von Gitter- und Anodenwechselspannung bei normalen Röhrenschaltungen benötigt man bei Verwendung von Elektronenröhren zwei Röhren. Da beim Transistor — ähnlich wie bei einem Katodenverstärker — Eingangs-(Emitter-) und Ausgangs-(Collector-)spannung miteinander in Phase sind, läßt sich eine Multivibratorschaltung mit nur einem einzigen Transistor aufbauen.

Bild 6 zeigt das vollständige Schaltbild eines röhrenlosen Ortsempfängers mit einstufiger Transistorverstärkung. Zur

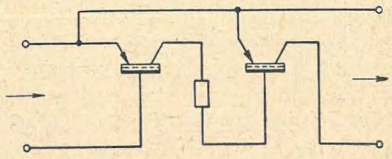


Bild 5: Kaskadenschaltung mit zwei Transistoren

Hochfrequenzgleichrichtung wird eine Gegentaktschaltung mit zwei Germaniumdioden benutzt, eine Transistorstufe ist transformatorisch angekoppelt. Es ist wichtig, die Anpassungsbedingungen für den Transistor zu erfüllen. Für den benutzten SAF-Transistor VS 200 muß der Eingangsübertrager $Ü_1$ so dimensioniert sein, daß der richtige Wert des Eingangswiderstandes — etwa 600 bis 700 Ω — eingehalten wird. Der Ausgangswiderstand soll 8000 bis 9000 Ω betragen. Die beiden Potentiometer P_1 und P_2 dienen zum Einregeln der richtigen Betriebswerte des Transistors. Da dieser gegen Überlastungen sehr empfindlich ist, muß stets von Null bzw. sehr kleinen Werten aus geregelt werden. Durch Einschalten eines empfindlichen Strommessers wird zunächst mit Hilfe des Potentiometers P_1, das mit einer Kapazität von 8 μF überbrückt ist, um auch nach den tiefen Frequenzen hin einen linearen Frequenzgang zu erhalten, der Emitterstrom auf etwa 0,5 mA eingestellt. Die positive Vorspannung des Emitters beträgt etwa 0,2 V.

Nachdem Vorspannung und Emitterstrom durch Betätigen des Potentiometers P_1 auf die richtigen Werte eingeregelt sind, wird mit Hilfe des Potentiometers P_2 die Collectorspannung auf ihren vorgeschriebenen Wert von —20 V eingestellt, der Collectorstrom muß dann etwa 3 mA betragen. Anschließend ist eine nochmalige Kontrolle des Emitterstromes auf seinen richtigen Wert durchzuführen. Die angegebenen Strom- und Spannungswerte dürfen nicht wesentlich überschritten werden, um den Transistor nicht zu beschädigen. Als kurzzeitige maximale Betriebswerte sind nach Angabe der Herstellerfirma zugelassen: Emitterstrom + 6 mA, Collectorstrom — 8 mA, Collectorspannung — 30 V. Man kann die Ver-

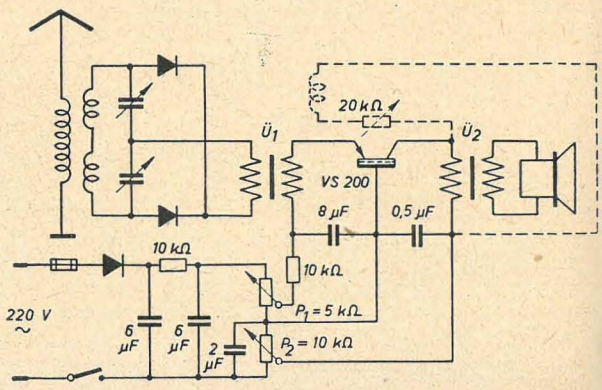


Bild 6: Detektorgegentaktempfänger mit Transistorverstärker

stärkungszahl des Transistors in der beschriebenen Schaltung erheblich vergrößern, wenn eine niederfrequente Rückkopplung vom Collectorkreis auf den Emitterkreis eingebaut wird, wie es im Bild 6 angegeben wurde (gestrichelt gezeichneter Teil). Allerdings ist die Rückkopplung frequenzabhängig. Die hohen Frequenzen werden benachteiligt, da für sie der induktive Widerstand der Rückkopplungsspule größer, der hindurchfließende NF-Strom somit kleiner ist als bei den tiefen Frequenzen.

Wegen seiner geringen Leistung und Trennschärfe ist das einfache Gerät nur für den Ortsempfang geeignet; die im Lautsprecher erzeugte Lautstärke ist gering. Da die Leistungsaufnahme aus dem Netz nur 3 W beträgt, kann das kleine Gerät recht gut als Zweitempfänger eingesetzt werden.

Die erheblichen Vereinfachungen in der Schaltung und Betriebsweise bei Anwendung des Kristallverstärkers gegenüber der Röhre führten zu immer neuen Möglichkeiten des Einsatzes von Transistoren in der gesamten Fernmeldetechnik. Nachdem es gelungen war, den Transistor bis zu Frequenzen von 200 MHz hinauf verwendbar zu machen, lag es nahe, ihn auch für Zwecke der Frequenzmodulation in UKW-Sendern einzusetzen. Bild 7 zeigt die Grundschaltung eines Transistorfrequenzmodulators. Hervorzuheben ist dabei, daß bei der Transistorschaltung sehr geringe Steuer- und Gleichstromleistungen erforderlich sind; die für Röhren notwendige Heizung entfällt gänzlich, dazu kommen noch die Vorzüge der Kleinheit und des geringen Gewichtes. Bild 7 zeigt rechts den HF-Oszillator, der über den Kondensator C_k an den eigentlichen Modulator angekoppelt ist. Die modulierende Tonfrequenz steuert über einen Übertrager den Emitterstrom I_E des Transistors. Die HF-Drossel L schließt den Collectorkreis für die Tonfrequenz kurz, so daß am Modulatorausgang keine Tonfrequenzspannung mehr auftreten kann.

Die Modulatorwirkung kommt dadurch zustande, daß die durch die Tonfrequenz verursachten Schwankungen des Emitterstromes entsprechende Schwankungen des Transistorscheinwiderstandes im Collectorkreis im Takte der Tonfrequenz hervorrufen, und zwar innerhalb eines verhältnismäßig großen Widerstandsbereiches. Der innere Collectorscheinwiderstand bildet über den Koppelkondensator C_k einerseits und über Masse andererseits mit dem Resonanzkreis des Oszillators einen geschlossenen Stromkreis. Die wechselnde Collectorimpedanz stellt daher eine veränderliche Belastung des Resonanzkreises dar. Über den Koppelkondensator fließt von dem Resonanzkreis ein kapazitiver Blindstrom ab, dessen Stärke sich nach dem Augenblickswert des inneren Collectorwiderstandes richtet. Die Folge davon ist eine wechselnde Verstimmung des Resonanzkreises, also eine Frequenzmodulation.

Allerdings besteht noch eine Schwierigkeit bei der Verwendung des Transistors als Frequenzmodulator, und zwar der von vielen Zufälligkeiten bei der Fabrikation abhängige Charakter der Collectorimpedanz. Diese Impedanz ist selten rein ohmisch, sie kann sowohl eine induktive als auch eine kapazitive Komponente haben, bei manchen Transistoren verändert sich nicht nur die Größe, sondern auch der Charakter der Impedanz in Abhängigkeit vom Emitterstrom. Man kann aber in erster Annäherung den Transistor zusammen mit dem Kopplungskondensator C_k im Bild 7 in einen Ohmschen Widerstand und in eine Kapazität zerlegen. Der Modulator läßt sich dann als Reihenschaltung von Kapazität und Widerstand auffassen.

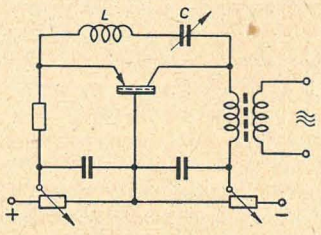


Bild 8: Transistor-HF-Generator

Die Ausgangsleistung des frequenzmodulierten Oszillators ist recht gering, das ist aber kein wesentlicher Nachteil, da in dem auf den Modulator folgenden Frequenzvervielfacher ohnehin für eine ausreichende Leistungsverstärkung gesorgt werden muß.

Bild 8 zeigt das Prinzipschaltbild eines Schwingungserzeugers mit Transistor. Auch hier dienen die beiden Potentiometer zur richtigen Einstellung von Emitter- und Collectorspannung. Mit Hilfe von L und C wird auf die gewünschte Frequenz abgestimmt. Im Collectorkreis ist ein HF-Übertrager vorgesehen, von dessen Sekundärseite die erzeugte Hochfrequenz weitergeführt wird. Läßt man den Serienschwingungskreis weg und schaltet in die Basiszuleitung einen Ohmschen Widerstand sowie in den Collectorkreis eine entsprechend dimensionierte Kapazität, so erhält man einen Generator für Kippschwingungen, wie er zum Beispiel für Oszillografen und Fernsehempfänger verwendet wird.

Neben der im Bild 1 gezeigten Transistorbasisschaltung (Steuerung an der Emitterelektrode) ist noch eine weitere Schaltungsart möglich, nämlich die im Bild 9 schematisch angegebene Transistoremitterschaltung (Steuerung an der Basiselektrode). Die Wirkungsweise ist in beiden Fällen die gleiche, es treten aber verschiedene Verstärkungsgewinne auf. Mit der Basisschaltung erzielt man eine relativ geringe Verstärkung, sie hat aber den Vorteil, hinsichtlich der Anpassung der Eingangs- und Ausgangswiderstände nicht sehr kritisch zu sein. Größere Abweichungen von den Sollwerten bleiben

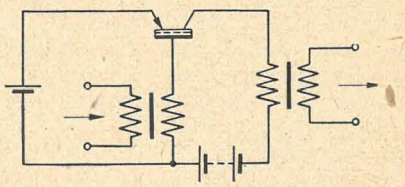


Bild 9: Emitterschaltung (Steuerung an der Basiselektrode)

ohne wesentlichen Einfluß auf die Verstärkung. Bei der Emitterschaltung kann die Verstärkung unter Umständen 5- bis 6 mal größer werden als in der Basisschaltung, dafür muß nun aber auf der Eingangs- und Ausgangsseite äußerst genau angepaßt werden, eine Fehlanpassung setzt den Leistungsgewinn sofort erheblich herab. Eine weitere Schwierigkeit liegt darin, daß durch den Widerstand in der Basiszuleitung der Kristall zur hochfrequenten Selbsterregung neigt. Wenn man also auf eine hohe Verstärkung verzichten kann, sollte man daher der Basisschaltung den Vorzug geben, weil dann Last- und Generatorwiderstand nicht in engen Grenzen festgelegt zu werden brauchen.

Rauscheigenschaft

Die Rauscheigenschaft der Transistoren ist von Fall zu Fall unterschiedlich, sie hängt in hohem Maße von der Collectorspannung ab. Man sollte daher in den Anfangsstufen eines Verstärkers solche Transistoren verwenden, die mit niedriger Collectorspannung arbeiten. Ganz allgemein ist dazu zu sagen, daß in Eingangs- und Schwingstufen sowie überall dort, wo mit niedriger Collectorspannung gearbeitet werden soll, Transistoren mit möglichst hoher Empfindlichkeit verwendet werden müssen. Durch die niedrige Collectorspannung wird der Rauschfaktor gesenkt, gleichzeitig können aber auch die Spitzen nahe beieinander stehen (0,02 bis 0,03 mm). Das bringt den Vorteil mit sich, daß der frequenzunabhängige Verstärkungsbereich des Transistors erweitert wird. Für die Endstufen ist eine größere Ausgangsleistung erwünscht, der Frequenzbereich braucht in den meisten Fällen auch nur für das NF-Gebiet auszureichen. Um eine große Ausgangsleistung zu gewinnen, muß die Collectorspannung genügend groß sein, wodurch auch zwangsläufig der Spitzenabstand größer werden muß.

Zu Beginn der Transistorentwicklung wurde die Verwendung von Silizium abgelehnt, weil Germanium bessere Resultate versprach. Inzwischen stellte sich heraus, daß Germaniumtransistoren bei Temperaturen oberhalb von etwa 80° C unstabil werden. Neuere Versuche mit Silizium ergaben bessere Stabilitäten bei hohen Temperaturen, so daß zur Zeit Versuchskonstruktionen mit Silizium als aktives Material erprobt werden.

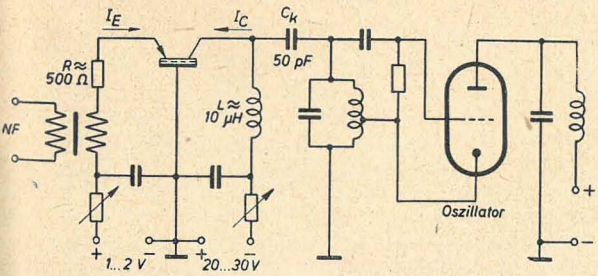


Bild 7: Transistorfrequenzmodulator

WERNER TAEGER

Die Arbeitsweise des Phasendetektors

Zur Demodulation in UKW-Empfängern verwendet man neben anderen Detektoren auch solche, die auf Phasenwinkeländerungen ansprechen. Die Umwandlung der Frequenzmodulation in eine Phasenmodulation bereitet keine Schwierigkeiten und ist, wie gezeigt werden soll, mit Hilfe eines Zweikreisbandfilters leicht möglich. Die für diesen Zweck entwickelte Neunpolröhre EQ 80 bzw. die Vorgängerin EQ 40 besitzt sieben Gitter, davon drei Schirmgitter mit gleicher und konstanter Spannung, und zwei Steuergitter, denen die gegeneinander phasenverschobenen Spannungen zugeführt werden (Bild 1). Durch die Eigenart der Gitteranordnung wird erreicht, daß nur dann ein von der Katode ausgehender Elektronenstrom zur Anode gelangt, wenn beide Steuergitter, (3) und (5), positiv sind.

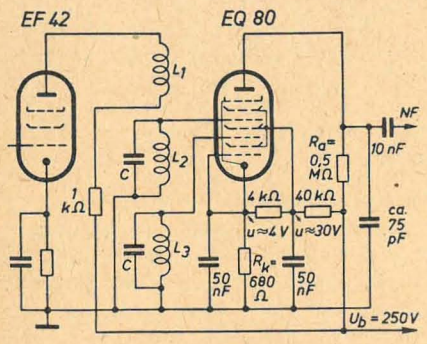


Bild 1: Prinzipschaltbild des Phasendetektors

Ein weiterer Vorzug der Neunpolröhre ist, daß eine besondere Begrenzerstufe überflüssig wird. Wie Bild 2 zeigt, verlangt die Röhre eine Mindestspannung von etwa 8 V_{eff} an jedem Steuergitter. Im Bereiche von 45° bis 135° Phasenwinkeländerung zwischen den beiden Steuerspannungen bleibt der resultierende

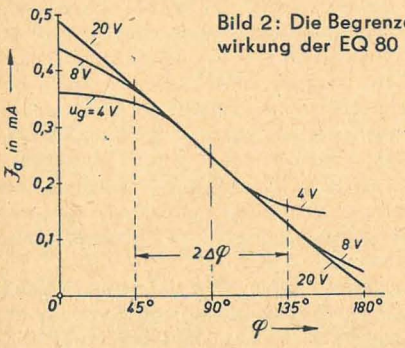


Bild 2: Die Begrenzerwirkung der EQ 80

Anodenstrom $\mathfrak{J}_a$ unabhängig vom Wert dieser Spannungen, die selbstverständlich in ihrer absoluten Größe einander gleich und größer als 8 V sein müssen. Für die EQ 80 soll die Vorspannung für jedes Gitter —4,5 V und die Steuerwechselspannung für jedes Gitter 12 V_{eff} betragen. Amplitudenschwankungen und Störimpulse (zum Beispiel Zündfunken aus Kraftfahrzeugmotoren) beeinflussen den Demodulationsvorgang nicht.

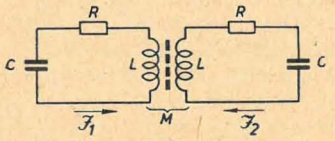


Bild 3: Induktiv gekoppelte Kreise

Der Anodenwechselstrom der Röhre beträgt etwa 0,06 mA, so daß sich am Außenwiderstand, der sich aus der Parallelschaltung von R_a (0,5 MΩ) und dem Gitterwiderstand R_g (1 MΩ) der Folgeröhre zusammensetzt, eine Anodenwechselspannung von

$$0{,}06 \cdot 10^{-3} \frac{1 \cdot 0{,}5}{1 + 0{,}5} 10^6 = 20\ V_{eff}$$

ergibt. Diese Spannung reicht zur direkten Steuerung der Endröhre, zum Beispiel einer EL 41, aus, eine zusätzliche NF-Stufe ist nicht erforderlich.

Die Umwandlung der Frequenzschwankungen in Phasenwinkeländerungen geschieht, wie bereits erwähnt, in einem Zweikreisbandfilter, wie es im Bild 3 nochmals gezeichnet ist. Die vom linken in den rechten Bandfilterteil eingekoppelte Spannung hat den Wert von $-j\omega M \cdot \mathfrak{J}_1$, sie muß gleich der im zweiten Bandfilter herrschenden Umlaufspannung

$$\left(R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}\right)\mathfrak{J}_2$$

sein. Somit ergibt sich die Beziehung

$$-j\omega M \cdot \mathfrak{J}_1 = \left(R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}\right)\mathfrak{J}_2 \quad (1)$$

und daraus das Verhältnis der Ströme in den Bandfilterkreisen

$$\frac{\mathfrak{J}_1}{\mathfrak{J}_2} = j\,\frac{R + j\omega L\left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right)}{\omega M}$$

$$= \frac{R}{\omega M}\left[j - \frac{\omega L}{R}\left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right)\right]. \quad (2)$$

Nennt man $\frac{\omega L}{R} = \varrho$ die Güte und $\frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0$ die Resonanzkreisfrequenz und vereinfacht weiter

$$1 - \frac{1}{\omega^2 LC} = 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2}$$

$$= \frac{(\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0)}{\omega^2} = \frac{\Delta\omega}{\omega}\left(1 + \frac{\omega_0}{\omega}\right)$$

$$\approx \frac{2\,\Delta\omega}{\omega} = v,$$

wobei v die Verstimmung ist, so folgt aus (2)

$$\frac{\mathfrak{J}_1}{\mathfrak{J}_2} = \frac{R}{\omega M}(j - \varrho v), \quad (2a)$$

mit dem Absolutwert

$$\left|\frac{\mathfrak{J}_1}{\mathfrak{J}_2}\right| = \frac{R}{\omega M}\sqrt{1 + \varrho^2 v^2}$$

und dem Phasenwinkel

$$\operatorname{tg}\varphi = -\frac{1}{\varrho v}, \quad \varphi = -\operatorname{arc\,ctg}\varrho v. \quad (3)$$

Ist die Verstimmung $v = 0$, was bei unmoduliertem Träger der Fall ist, so beträgt der Phasenwinkelunterschied $\varphi = 90°$. Nur während eines Teiles einer Spannungsperiode sind beide Gitterspannungen u_{g3} und u_{g5} positiv. Die vorangegangenen Erläuterungen lassen erkennen, daß nur während dieser Zeit ein Elektronenstrom durch die Röhre fließt. Bei unendlich großer Verstimmung nach der positiven oder negativen Seite ($\varrho v = \pm\infty$) ist dagegen nach (3) der Phasenwinkelunterschied zwischen den beiden Gitterwechselspannungen einmal 180° und das andere Mal 0°[1]), das heißt, daß im ersten Falle kein Anodenstrom fließt, da zu keinem Zeitpunkt beide Gitterwechselspannungen gleichzeitig positiv sind. Im zweiten Falle fließt ein Strom von der Dauer einer halben Periode. Für den tatsächlich fließenden Anodenstrom ergibt sich demgemäß die Beziehung

$$i_a = \frac{1}{2} \cdot I_a\left(1 - \frac{\varphi}{\pi}\right). \quad (4)$$

Der Verlauf der arc ctg-Funktion in Abhängigkeit von der Verstimmung ist im Bild 4 dargestellt. Man entnimmt dieser Abbildung, daß im Bereich kleiner

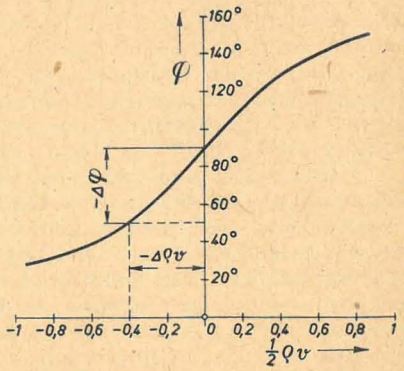


Bild 4: Der Phasenwinkel φ als Funktion der Verstimmung, daß heißt des Frequenzhubes

Frequenzänderungen (Verstimmung) die Phasenwinkeländerung eine angenähert lineare Funktion der Verstimmung Δf ist und demgemäß auch der auftretende Klirrfaktor klein bleibt.

[1]) Siehe auch Funk-Technik, Bd. 6 (1951) H. 3, S. 79.

Ing. H. E. KOSTER

Kleinbandfilter EZs 0105 für 468 kHz

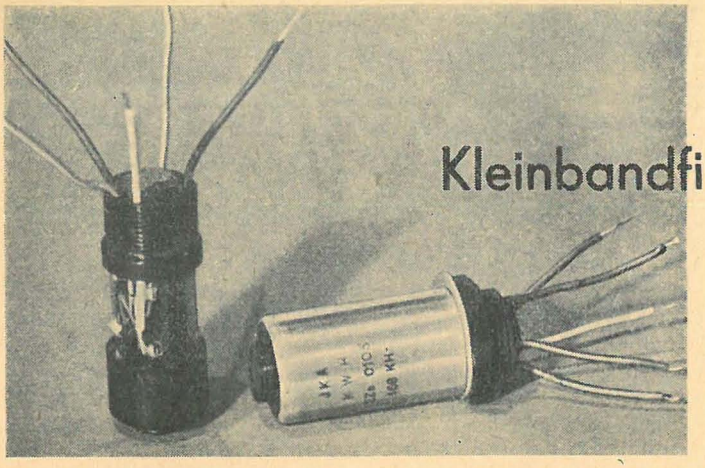
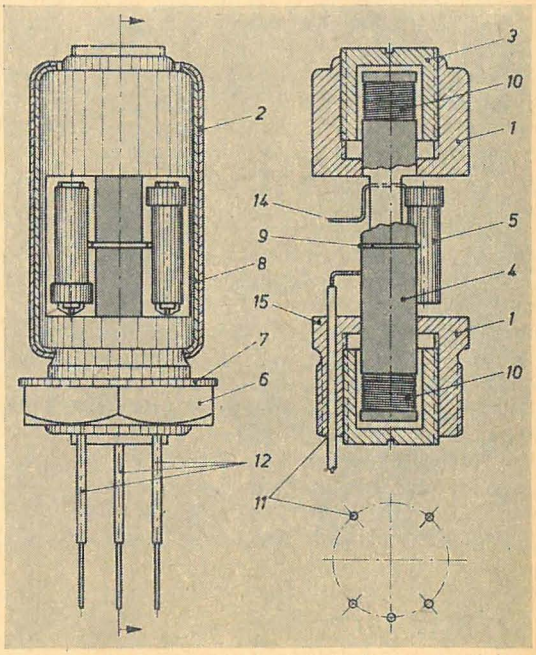


Bild 2: Mechanischer Aufbau des Filters im Schnitt (natürliche Größe) →



Die in den letzten Jahren erfolgte Entwicklung von Rundfunkbauteilen und Röhren läßt deutlich das Bestreben nach einer allgemeinen Verkleinerung erkennen. Dabei war besonders die Einsparung von hochwertigen und teuren Rohstoffen, speziell Buntmetallen, sowie die Verwendung von billigen Kunststoffen richtungweisend, soweit dies ohne Verschlechterung der mechanischen und elektrischen Eigenschaften verantwortet werden konnte. Für Bauteile, die Induktivitäten enthalten, bedeutete die Anwendung der Ferrite (Manifer) einen beachtlichen Fortschritt auf diesem Wege. Erst hierdurch

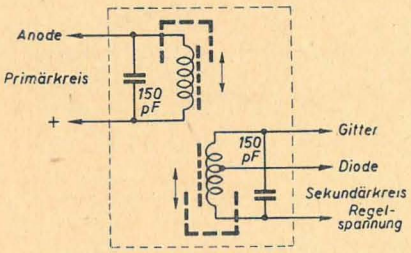


Bild 1: Elektrisches Schaltbild mit Kennzeichnung der Anschlüsse

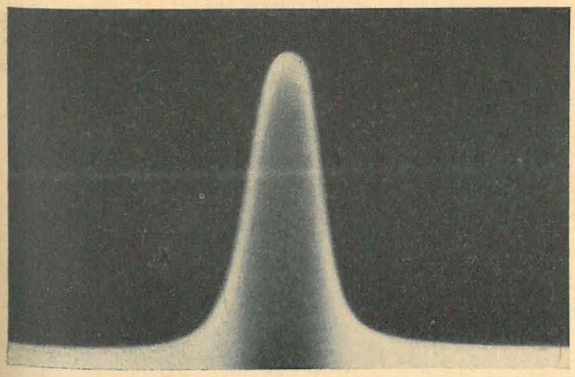
war es möglich, bei der Entwicklung des Kleinbandfilters EZs 0105 der Keramischen Werke Hermsdorf verhältnismäßig große Buntmetall- und Raumeinsparungen zu erzielen. Die elektrischen Eigenschaften des Kleinbandfilters unterscheiden sich praktisch nicht von denen der handelsüblichen ZF-Bandfilter größerer Bauart und können in Sonderfällen durch Einsatz spezieller Ferrite hoher Güte noch verbessert werden.

Die Einzelspule des Bandfilters besteht, wie aus Bild 2 ersichtlich, aus einem Maniferstiftkern (4) mit Wickelnut, in welche die Wicklung (10) eingebracht ist. Sollen die üblichen Gütewerte erreicht werden, kann diese aus einfachem CuLS-Draht 0,1 ∅ bestehen. Hierüber ist der mit Außengewinde verstellbare Topf aus Manifer (3) konzentrisch angebracht, der zwecks L-Variation gedreht werden kann. Zwei der beschriebenen Spulensysteme sind in einem Polystyrolträger(1) spiegelbildlich angeordnet. In seinem Mittelteil befinden sich zwischen den beiden Stiftkernen (4), die durch ein isolierendes Zwischenstück (9) auf den erforderlichen Koppelabstand (Bandbreite) gebracht sind, und der Aluminiumabschirmhaube (2) zwei keramische Kreiskondensatoren (5). Die mit Isolierschlauch geschützten Spulenenden werden den von den Lötfahnen der Kondensatoren gebildeten Stützpunkten (14) in einer Längsnut der Stiftkerne zugeführt. Von hier aus bilden isolierte Schaltdrähte, die durch die fünf Bohrungen (11) des unteren Trägerteils nach außen geführt sind, die Anschlüsse (12); zwei für den oberen Kreis und drei für den unteren mit Diodenanzapfung. Der so aufgebaute Träger wird unter Zwischenlage eines dünnen Ölpapiers (8) von der Aluminiumabschirmhaube umgeben. Der untere Trägerteil ist mit einem Außengewinde (15) versehen, so daß das Bandfilter ähnlich wie ein Elektrolytkondensator durch Einlochmontage im Gerätechassis mit Mutter (6) und Unterlegscheibe (7) befestigt werden kann.

Infolge der starken Abschirmwirkung des Abgleichtopfes (3) aus dem hochpermeablen Ferrit Manifer 4 ist es möglich, den Durchmesser der Metallabschirmung ohne nennenswerte Verluste klein zu halten. Durch Ändern der Stärke des isolierenden Zwischenstückes (9) kann die Bandbreite in den Grenzen von 3 bis 10 kHz geändert werden. Das Filter ist für Zwischenfrequenzen von 468 ± 50 kHz verwendbar.

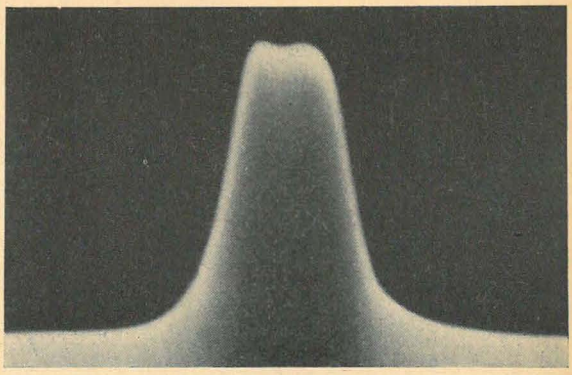
Elektrische Meßwerte

Dämpfungsfaktor ..	d	=	0,93 %
Kreisgüte	Q_{Kr}	=	110
Kopplungsfaktor ..	k	=	0,76 %
Kopplungs-Dämpfungsverhältnis ..	k/d	=	0,82 (unterkritische Kopplung)
Resonanzwiderstand eines Kreises	R_0	=	250 kΩ
Resonanzwiderstand des Filters.....	R_0	=	125 kΩ (kritische Kopplung)
Relative Bandbreite	$y_{0,71}$	=	1,3 %
Absolute Bandbreite	$b_{0,71}$	=	6 kHz



← Bild 3: Gewobbelte Resonanzkurve des Kleinbandfilters EZs 0105 bei einer Bandbreite von 4 kHz

Bild 4: Gewobbelte Resonanzkurve des Kleinbandfilters EZs 0105 bei einer Bandbreite von 8 kHz. Verwendet wurde der Zweistrahloszillograf Type 2KO/721 vom VEB Gerätewerk Zwönitz und ein Wobbler „Hescho-Eigenbau" 468 kHz ± 25 kHz →



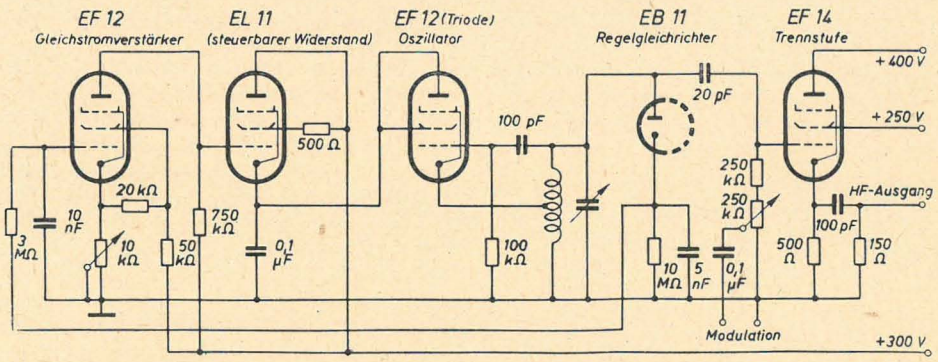
cand. phys. HANS JOACHIM FISCHER

Ein Meßsender mit konstanter Ausgangsamplitude

Für viele Messungen in der Hochfrequenztechnik ist eine HF-Spannungsquelle mit konstanter Amplitude erforderlich. Man kann zum Beispiel die Empfindlichkeit eines Empfängers über einen gewissen Frequenzbereich auf ihre Konstanz prüfen, indem man dem Empfänger eine konstante Eingangsspannung zuführt, die Ausgangsspannungen bei verschiedenen Frequenzen abliest und in einem Diagramm grafisch darstellt. Bei konstanter Empfindlichkeit muß sich eine Gerade ergeben. Voraussetzung für derartige Messungen ist die Konstanz der Ausgangsspannung des verwendeten Meßsenders. Diese kann man durch Messen der Oberspannung vor dem Ausgangsspannungsteiler und Einstellen auf den gleichen Wert in allen Frequenzbereichen erzielen. (Man bezeichnet die von der letzten Stufe im Meßsender an den Ausgangsspannungsteiler abgegebene Spannung als Oberspannung.) Die Spannung ändert sich aber schon sehr stark beim Durchdrehen eines Bereiches, so daß eine automatisch wirkende Konstanthaltung der Amplitude notwendig erscheint. In der folgenden Ausführung wird eine Methode zur Stabilisierung der Amplitude einer HF-Spannungsquelle angegeben.

Die HF-Spannung am Oszillatorschwingkreis wird mit einem Diodenvoltmeter gemessen, dessen Ausgang einen Gleichstromverstärker steuert. Der Ausgang des Gleichstromverstärkers steuert wiederum eine als Serienwiderstand in den Anodenkreis der Oszillatorröhre geschaltete Pentode. Wenn sich jetzt die Oszillatorschwingkreisspannung erhöht, dann regelt der Gleichstromverstärker den Innenwiderstand der Serienröhre auf größere Werte, so daß die wirksame Anodenspannung des Oszillators herabgesetzt wird. Eine Verringerung der Anodengleichspannung aber bewirkt ihrerseits wieder eine kleinere HF-Amplitude, so daß dadurch eine Stabilisierung erreicht wird. Durch Einstellen einer bestimmten Vorspannung des Gleichstromverstärkers ist die Größe der geregelten HF-Spannung wählbar. Die Oszillatorspannung wird dann einer Trennröhre zugeführt und dort moduliert. An der Katode der Trennröhre kann die HF-Spannung abgenommen werden. Die Einschaltung eines regelbaren geeichten Dämpfungsgliedes zwischen Oszillator und Trennröhre oder in den Katodenkreis der Trennröhre ermöglicht das Einstellen der HF-Amplitude in Stufen. Die hier gewählte Anordnung regelt auch Speisespannungsschwankungen aus, so daß der erhöhte Aufwand (drei zusätzliche Röhren) gerechtfertigt erscheint. Natürlich führt man eine solche Stabilisierung nur bei einem hochwertigen Meßsender durch, der auch eine Temperaturkompensation der Schwingkreise und eine genau geeichte Skala besitzt. Dann allerdings genügt diese Anordnung allen Wünschen.

Abschließend noch einige Einzelheiten der Schaltung: Der Belastungswiderstand der Diode wurde sehr hochohmig gewählt, um den Oszillator nicht zu bedämpfen. Die Vorspannung des Gleichstromverstärkers wird mit Hilfe des veränderbaren Katodenwiderstandes geregelt. Die Einspeisung der Modulationsspannung erfolgt am kalten Ende des Gitterableitwiderstandes der Trennstufe. Der 150-Ω-Widerstand am HF-Ausgang dient zur Anpassung an den Wellenwiderstand des verwendeten Kabels. Er kann nach Bedarf kleiner oder größer gewählt werden.



Schaltungsanordnung zur Amplitudenstabilisierung eines Meßsenders

Radio- und Fernsehröhren der DDR

Empfängerröhren, die zur Neubestückung vorzugsweise zu verwenden sind

Type	Parallel-typen	Art	Verwendungshinweis
AZ 11		Harmonische Serie	Zweiweggleichrichterröhre
AZ 12		Harmonische Serie	Zweiweggleichrichterröhre
DAF 91 (1 S 5)		7-Stift-Miniaturröhre	Diode + NF-Pentode (RC-Kopplung)
DC 90[2])		7-Stift-Miniaturröhre	UKW-Triode
DF 91 (1 T 4)		7-Stift-Miniaturröhre	Regelpentode
DF 67		Sub-miniaturröhre	Für Schwerhörigengeräte, Audion und NF-Pentode (30fache NF-Verstärkung)
DL 67		Sub-miniaturröhre	Für Schwerhörigengeräte (Endröhre, 1,5 mW)
DL 92 (3 S 4)		7-Stift-Miniaturröhre	Endpentode mit 150 mW Sprechleistung bei $U_b = 67{,}5$ V
DL 93 (3 A 4)		7-Stift-Miniaturröhre	Endpentode mit 150 mW Sprechleistung bei $U_b = 67{,}5$ V
DL 94[2]) (3 V 4)		7-Stift-Miniaturröhre	Endpentode mit 270 mW Sprechleistung bei $U_b = 90$ V
DK 92		7-Stift-Miniaturröhre	Mischpentode
EA 960		7-Stift-Miniaturröhre	UKW-Diode, ähnlich der SA 100, U_f aber 6,3 V

Type	Parallel-typen	Art	Verwendungshinweis
EA 961		7-Stift-Miniaturröhre	UKW-Diode, ähnlich der SA 101, U_f aber 6,3 V
EAA 91 (6 AL 5)	UAA 91	7-Stift-Miniaturröhre	Duodiode mit niedrigem Innenwiderstand, getrennte Katoden, als Verhältnisgleichrichter
EABC 80 (ähnlich 6 T 8)	PABC 80 UABC 80	9-Stift-Miniaturröhre	Dreifachdiode (zwei für Ratiodetektor, eine davon mit getrennter Katode) + Triode, $S = 1{,}2$ mA/V, $\mu = 70$
EC 80[1])		9-Stift-Miniaturröhre	Spezialtriode für UKW-GB-Schaltung
EC 82		9-Stift-Miniaturröhre	Lastausgleichtriode für Fernsehempfänger
EC 92[1]) (6 AB 4)	UC 92[1])	7-Stift-Miniaturröhre	Steile Triode für UHF-Verstärker in GB-Schaltung und als additive, selbstschwingende Mischröhre
ECC 81[1]) (12 AT 7)		9-Stift-Miniaturröhre	Doppeltriode, enthält zwei Systeme der EC 92. Zur UHF-Verstärkung, für additive Mischung als Cascodeschaltung. Getrennte Katoden
ECC 82[1]) (12 AU 7)		9-Stift-Miniaturröhre	Doppeltriode mit $\mu = 17$ bis 20 und kleiner Ausgangskapazität als Oszillator, Sperrschwinger und Multivibrator. Getrennte Katoden

Type	Parallel-typen	Art	Verwendungshinweis
ECC 83 (12 AX 7)		9-Stift-Miniaturröhre	Doppeltriode mit kleinem Durchgriff (μ = 100) und hohem Innenwiderstand (60 bis 80 kΩ). Getrennte Katoden
ECC 91 (6 J 6)		7-Stift-Miniaturröhre	Doppeltriode mit gemeinsamer Katode, μ = 38, S = 5,3 mA/V
ECH 81 (6 AJ 8)	UCH 81	9-Stift-Miniaturröhre	Triode-Heptode, g_{3H} gesondert herausgeführt. Zur multiplikativen Mischung. Heptode zur HF-und ZF-Verstärkung. Triode als selbstschwingende Mischröhre bei UKW sowie zur NF-Verstärkung
ECL 81[2])	PCL 81[1])	9-Stift-Miniaturröhre	Triode (μ = 55) und Endpentode (N_a = 6,5 W), für Tonverstärker und für Spezialschaltungen im Fernsehempfänger
EF 80 (6 BX 6)	UF 80	9-Stift-Miniaturröhre	Steile HF-Pentode. S etwa 7 mA/V, für UHF-Verstärkung bis 100 MHz, für Breitbandverstärkung
EF 85 (6 BY 7)	UF 85	9-Stift-Miniaturröhre	Steile Regelpentode zur HF- und ZF-Verstärkung
EF 95[1]) (6 AK 5)		7-Stift-Miniaturröhre	Steile HF-Pentode für Spezialzwecke; S etwa 5 mA/V
EF 804[1])		9-Stift-Miniaturröhre	HF-Pentode, ähnlich der EF 40 bzw. der EF 12
EL 11		Harmonische Serie	9-W-Endpentode (bis EL 84 gefertigt wird)
EL 12		Harmonische Serie	18-W-Endpentode. Soll auf Scheibenfuß montiert werden und erhält die Spannungsfestigkeit der EL 12 spez.
EL 81[2])	PL 81[1]) (21 A 6)	9-Stift-Miniaturröhre	Spannungsfeste Endpentode für Horizontalablenkung im Fernsehempfänger
EL 83[1])	PL 83[1]) (15 A 6)	9-Stift-Miniaturröhre	Endpentode für die Bildendstufe im Fernsehempfänger
EL 84[1])	PL 84[1]) UL 84[1])	9-Stift-Miniaturröhre	12-W-Endpentode, Sprechleistung etwa 6 W mit kleinem Gitterspannungsbedarf. Ist vorläufig durch die EL 11 oder EL 12 zu ersetzen
EM 11	UM 11	Harmonische Serie	Doppelbereich-Abstimmanzeigeröhre
EY 51[1]) (6 X 2)		Spez.	Hochspannungsgleichrichterröhre zum Gleichrichten der Zeilenrücklaufimpulse im Fernsehempfänger (einzulöten)
EY 80[2])	PY 80[1]) (19 U 3)	9-Stift-Miniaturröhre	Schalterdiode im Fernsehempfänger. 4 kV Anodenspitzenspannung in der Sperrphase
EY 82[2])	PY 82[1])	9-Stift-Miniaturröhre	Einwegnetzgleichrichterröhre, 180 mA
EYY 13		Harmonische Serie	Zweiweggleichrichterröhre mit getrennten Systemen. 2 × 550 V, 2 × 125 mA bzw. 2 × 400 V, 2 × 175 mA
EZ 80[1])		9-Stift-Miniaturröhre	Zweiweggleichrichterröhre für Netzgleichrichtung, 2 × 350 V, 90 mA (besser als 6 X 4, 6 X 5)
GY 11			Hochspannungsgleichrichter mit U_{sperr} = 5,5 kV, 100 mA, indirekt geheizt
LV 3		Spez.	12-W-Endpentode für Breitbandverstärkung
AL 860		9-Stift-Miniaturröhre	System der RV 4,2 P 6
P 50[1])		Spez.	40-W-Sendepentode für Impulsbetrieb, als Endpentode 18 W Sprechleistung
RFG 5		Spez.	Hochspannungsgleichrichterröhre, 5,5 kV
UEL 51		Harmonische Serie	Tetrode-Vorröhre + Endtetrode, 4-W-Sprechleistung. Für Einkreiser und Kleinsuper
UY 11		Harmonische Serie	Gleichrichterröhre für Allstromempfänger, 140 mA
6 AC 7		Röhre mit Octalsockel	Steile HF-Pentode, S = 9 mA/V

[1]) Noch in der Entwicklung
[2]) Als Entwicklung vorgesehen

Empfängerröhren, die zur Neubestückung vorläufig noch zugelassen sind

Type	Parallel-typen	Art	Verwendungshinweis
DD 960		7-Stift-Miniaturröhre	Triode mit μ = 8 und S = 2,4 mA/V
EBF 11	UBF 11	Harmonische Serie	Duodiode + Regelpentode
EBF 80	UBF 80	9-Stift-Miniaturröhre	Duodiode + ZF-Regelpentode
ECH 11	UCH 11	Harmonische Serie	Triode + Heptode, Mischröhre
ECL 11	UCL 11	Harmonische Serie	NF-Triode + Endtetrode
EF 11		Harmonische Serie	Regelpentode
EF 12		Harmonische Serie	HF-Pentode
EF 14		Harmonische Serie	Steile HF-Pentode, S = 7,2 mA/V
EF 96 (6 AG 5)		7-Stift-Miniaturröhre	UHF-Röhre bis 400 MHz, S = 5 mA/V
EH 860		9-Stift-Miniaturröhre	Nicht regelbare Hexode, ähnlich AH 100. Als Mischröhre und Doppelsteuerröhre
EZ 12		Harmonische Serie	Indirekt geheizte Zweiweggleichrichterröhre
LD 1			5-W-Triode, S = 3 mA/V, D = 9 %, U_f = 12,6 V
RV 12 P 2000			HF-Pentode bis λ = 1 m
6 AG 7		Röhre mit Octalsockel	Steile HF-Pentode für Endstufen von Breitbandverstärkern, S = 11 mA/V
6 H 6		Röhre mit Octalsockel	Duodiode mit getrennten Katoden
6 J 5		Röhre mit Octalsockel	Triode, S = 3 mA/V, μ = 20
6 N 7		Röhre mit Octalsockel	Doppeltriode mit gemeinsamer Katode, S = 3,2 mA/V, μ = 35. Für Gegentakt-AB-Verstärkung ($N_{a\sim}$ = 10 W)
6 SH 7		Röhre mit Octalsockel	HF-Pentode, S = 4,9 mA/V
6 SL 7		Röhre mit Octalsockel	Doppeltriode mit getrennten Katoden, S = 1,6 mA/V, μ = 70
6 SN 7		Röhre mit Octalsockel	Doppeltriode mit getrennten Katoden, S = 2,6 bis 3 mA/V, μ = 20, ähnlich ECC 82

Empfängerröhren, die zur Nachbestückung, nicht aber zur Neubestückung zugelassen sind

Type	Art	Verwendungshinweis	Ersetzt durch
EF 13	Harmonische Serie	Steile Regelpentode	EF 85
EZ 11	Harmonische Serie	Indirekt geheizte Gleichrichterröhre für Autoempfänger	EZ 80
1 Z 1	Röhre mit Octalsockel	Hochspannungsgleichrichterröhre zum Gleichrichten der Zeilenrücklaufimpulse im Fernsehempfänger	EY 51
5 Z 4	Röhre mit Octalsockel	Halbindirekt geheizte Zweiweggleichrichterröhre (für Fernsehempfänger als Booster-Diode)	EZ 80 (PY 80)
6 E 5	Röhre mit Octalsockel	Abstimmanzeigeröhre	EM 11
6 F 6	Röhre mit Octalsockel	Endpentode, N_a = 12 W	EL 84
6 L 6	Röhre mit Octalsockel	Endpentode, auch für Gegentaktstufen, N_a = 19 W, ähnlich der EL 12	EL 12 EL 84
6 SA 7	Röhre mit Octalsockel	Heptode (Pentagrid-Mixer) als Mischröhre in Spezialschaltung	ECH 81, nicht austauschbar
6 SJ 7	Röhre mit Octalsockel	HF-Pentode, S = 1,65 mA/V, ähnlich EF 12	EF 804
6 SK 7	Röhre mit Octalsockel	Regelpentode, ähnlich EF 11	EF 85
6 SQ 7	Röhre mit Octalsockel	Duodiode + Triode, S = 1,1 mA/V, μ = 100	EABC 80
6 V 6	Röhre mit Octalsockel	Endpentode, N_a = 12 W, ähnlich EL 11	EL 84
6 X 5	Röhre mit Octalsockel	Indirekt geheizte Zweiweggleichrichterröhre	EZ 80

Ferner gehören hierzu alle Röhren der A- und C-Serie, mit Ausnahme der AZ 11 und AZ 12.

Ein neuer Luxor-Plattenwechsler

Bild 1: Ansicht des Luxor-Plattenwechslers Type RT

Plattenwechsler, die das Abspielen und Wechseln aller Arten von Schallplatten zulassen, die ferner beim Betätigen nur eines Schalters alle erforderlichen Umstellungen automatisch vornehmen, dürften zweifellos das Interesse aller Schallplattenfreunde finden, da die Schallplattenindustrie ständig neue Platten von verschiedener Größe, verschiedener Abspielgeschwindigkeit und mit verschiedenen Schnittrillen fertigt. Diesen Anforderungen wird die Neukonstruktion der schwedischen Luxor-Radio-kompagnie A. B., Motala, in jeder Hinsicht gerecht. Der neue und interessante Luxor-Plattenwechsler Modell RT zeichnet sich durch eine geniale Einfachheit aus und läßt kaum noch die Möglichkeit von Fehleinstellungen zu, da der eine Bedienungshebel des Plattenwechslers etwa 20 falsche Kombinationen vermeidet. Mit dem „denkenden Plattenwechsler" können Schallplatten der verschiedensten Maße gespielt werden, die heute bekannt sind oder in Zukunft auf dem Markt erscheinen werden; denn der Mechanismus arbeitet vollkommen unabhängig von den Abmessungen der gespielten Platten.

Der Luxor-Plattenwechsler RT wird durch einen einfachen Hebel betätigt, der in die mit Geschwindigkeit, Start, Unterbrechen und Halt bezeichneten Positionen gebracht wird. Man legt bis zu 10 Platten beliebiger Größe auf den Führungsstift, dreht den Haltearm nach den Mittelstift hin und stellt den Hebel auf die Startposition, die die benötigte Geschwindigkeit bezeichnet. Nach dieser einfachen Hebelbewegung startet der Plattenwechsler, wechselt automatisch auf die richtige Nadel und spielt die aufgelegten Platten unbeachtet der einzelnen Plattengrößen ab. Ist die letzte Platte abgespielt, kehrt der Tonarm in seine Ruhestellung zurück, und der Plattenwechsler schaltet automatisch aus.

Eine der patentierten Einrichtungen dieses Plattenwechslers ist der automatische Nadelschalter. Durch seinen Einsatz ist keine Hebelstellung, kein Wenden oder Auswechseln von Tonabnehmerköpfen beim Übergang von Normalplatten auf Langspielplatten mehr notwendig. Da zum Abspielen von Feinspurplatten mit 45 und $33^1/_3$ Umdrehungen je Minute eine besonders fein geschliffene Saphirspitze erforderlich ist, wird bei der Wahl der Plattengeschwindigkeit in der beschriebenen Art stets die richtige Nadel automatisch eingeschaltet. Die Bedeutung dieser sinnvollen Einrichtung ist vielleicht am besten zu ermessen, wenn man bedenkt, wieviele Plattenliebhaber ihre teuren Langspielplatten zwar mit der richtigen Geschwindigkeit abspielten, aber vergessen hatten, die für Langspielplatten notwendige Nadel einzusetzen.

Eine andere, ebenfalls patentierte Erfindung ist der sogenannte „Rillenfühler", dessen Hauptteil, ein kleines, mit einem Gummirand versehenes Rad, an der Spitze des Tonarmes angebracht ist. Im Gegensatz zur sonstigen Gewohnheit setzt der Tonabnehmer des Luxor-Plattenwechslers erst am Rande der Platte auf, nachdem er zum Mittelpunkt geführt wurde. Er landet dort auf einem kleinen Gummirad, und infolge der Radialbewegung der Platte rollt es mit dem Tonarm zum Plattenrand. Sobald das Laufrad über den Plattenrand fällt, bewegt sich der Fühler in den Vorderteil des Tonarmes, und die Nadel erreicht, unabhängig von der Plattengröße, gleitend und unfehlbar die erste Rille der Platte. Das Rad dient auch als Schutz für die Nadel, wenn der Tonarm zum Beispiel während der manuellen Betätigung des Plattenwechslers versehentlich fallen gelassen wird.

Die Drehscheibe und der Vierpolmotor fanden selbstverständlich besondere Beachtung, da sie für ein hochqualitatives Wiedergabesystem von besonderer Bedeutung sind. Um Geschwindigkeitsschwankungen und ein Schlagen der Drehteile zu vermeiden bzw. zu vermindern, wurde auf eine sehr präzise Ausführung des Motorträgers und der Zubehörteile geachtet.

Zwischen dem Motor und der Drehscheibe befinden sich keine Rollen, so daß bei allen Geschwindigkeiten mit Hilfe des Direktantriebes vom Präzisionsmotorschaft zum äußeren, gummibekleideten Rand einer großen Drehscheibe eine gleichmäßige Bewegung erreicht wird. Um Druckstellen am Gummirand der Drehscheibe durch den Motorschaft automatisch zu vermeiden, wird er, sobald der Plattenwechsler nicht arbeitet, abgehoben.

Beschädigungen wichtiger Bauteile durch unvorsichtige Bedienung sind kaum möglich, da das Herstellerwerk die Plattenwechsler so narrensicher wie möglich gestaltete.

Befindet sich der Plattenwechsler in Ruhestellung, gleitet auch der Tonarm automatisch in seine Ruhelage. Er wird auch nur dann automatisch freigegeben, wenn der Plattenwechsler startet. Der Schalthebel kann während des Spiels nicht auf eine andere Geschwindigkeit eingestellt werden, sondern nur nach dem Stoppen des Plattenwechslers. Die Konstruktion des Wechselmechanismus vermeidet auch bei einem unabsichtlichen Fallenlassen oder beim anderweitigen

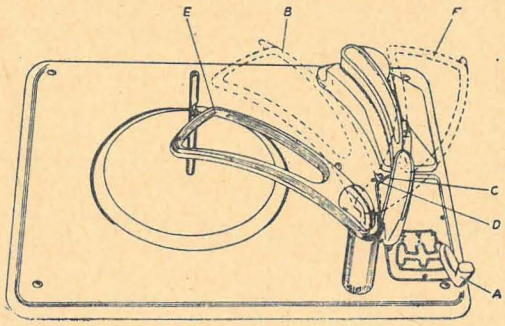


Bild 2: Zur ständigen Wiederholung einer Platte bringt man den Haltearm in die Lage B. Soll der Wechselmechanismus abgeschaltet werden, ist der Haltearm in die Lage F auszulenken ←

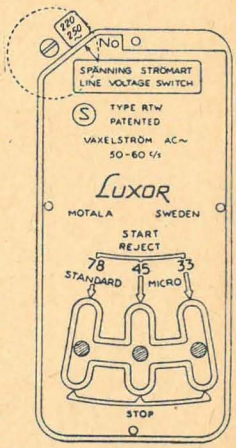


Bild 3: Bei der richtigen Einstellung des Plattenwechslers sind lediglich die mit den verschiedenen Geschwindigkeiten bezeichneten Positionen zu beachten →

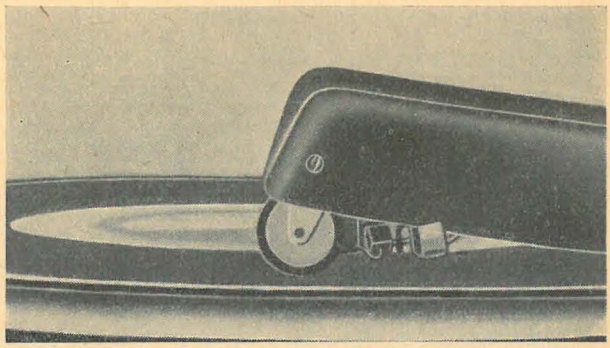


Bild 4: Durch den Tonarm mit dem eingebauten Rillenfühler erreicht die Nadel unfehlbar die erste Rille jeder Platte

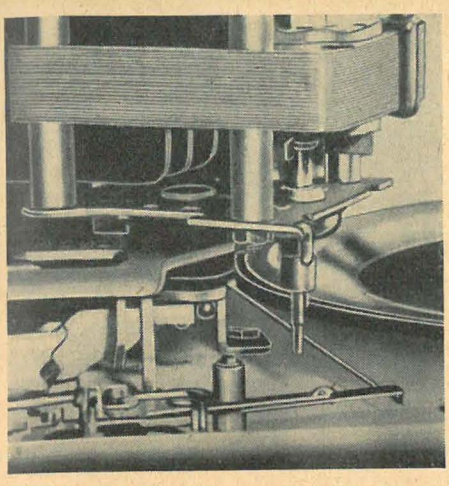


Bild 5: Direktantrieb vom Präzisionsmotorschaft zur Drehscheibe

Handhaben des Tonarmes während des Betriebes jede Beschädigung.

Die angebrachte Mittelspindel, die den Wechselmechanismus regelt, wechselt alle Platten mit den üblichen Mittellöchern unabhängig ihrer Maße.

Die fortlaufende Wiederholung einer Platte kann erreicht werden, indem man die Schallplatte auf den Plattenteller legt, den Haltearm E hebt und in die Lage B bringt (Bild 2). Diese Wiederholungsstellung hat sich als sehr zweckmäßig erwiesen, besonders für Sprachlehrplatten. Stellt man den Bedienungshebel auf „Start", wird das Spiel unterbrochen und beginnt selbsttätig wieder von neuem.

Nach dem Plattenwechsel kann man das Spielwerk auf Freilauf schalten, indem man den Haltearm E hebt und in die Lage F bringt. Hierdurch wird die Wechselvorrichtung ausgeschaltet. Der Tonarm kann nun von Hand auf eine beliebige Stelle der Schallplatte gebracht werden, um zum Beispiel einen bestimmten Abschnitt einer Sprachunterrichtsplatte noch einmal zu hören oder um etwa nur eines der auf eine Langspielplatte aufgenommenen Stücke abzuspielen. Bei der manuellen Versetzung des Tonarmes muß man ihn hochheben und gleichzeitig das kleine Blech an der rechten Seite hochdrücken, wodurch die Rolle im Tonarm gehoben wird. Diese Betätigung erfordert große Vorsicht, weil der Schutz gegen Stöße, den die Rolle normalerweise gewährt, durch das Abschalten wegfällt.

Für ein einwandfreies Arbeiten des Plattenwechslers ist es notwendig, daß die verwendeten Schallplatten normal und fehlerfrei sind. Die Platten müssen plan aufliegen, und das Loch muß genau in der Mitte sitzen. Die Endspur muß steil ansteigen; eine Umdrehung soll mindestens eine Steigung von 3 mm aufweisen. Gesprungene Platten können die Saphirspitzen beschädigen. Die Platten sollen zweckmäßig niemals längere Zeit auf dem Mittelstift liegen bleiben, weil sie sich sonst leicht verbiegen.

Der Plattenwechsler Type RT kann für Wechselstrom 110/127 V, 220/250 V oder für Gleich- und Wechselstrom, 110 V =, 220 V =, 220 ≈ V geliefert werden.

Ballempfänger FE 853 vom VEB Sachsenwerk Radeberg

Zum Übertragen des Fernsehprogramms aus einem Senderbezirk in einen anderen wird dieses Gerät direkt eingesetzt, wenn die Entfernung nicht mehr als 60 bis 70 km beträgt. Für längere Übertragungsstrecken kann das Gerät in Verbindung mit den Fernsehzubringerstationen RVG 904 und RGV 905 verwendet werden. Es ermöglicht die Aufnahme eines hochwertigen Fernsehbildes nebst Tonbegleitung an der Grenze des direkten Versorgungsbereiches eines Senders und gibt die demodulierten Signale niederfrequent an eine Dezisendeanlage, mit deren Hilfe im Relaisbetrieb größere Entfernungen überbrückt werden können.

Der Empfänger wird in Verbindung mit einer Spezialantenne, einer mehrfach gestockten Beam-Antenne mit Reflektorwand, betrieben, deren Konstruktion den Übergang zu beliebigen genormten Frequenzen zwischen 40 und 220 MHz gestattet.

Durch Auswechseln kompletter Baugruppen im HF-Teil ist sowohl im Normalbetrieb ein Umschalten auf einen Reservesatz als auch im Bedarfsfall der Übergang auf einen anderen Sender der üblichen Fernsehkanäle möglich.

Das abgegebene Fernsehsignal wird visuell in einem Kontrollbild und oszillografisch zur Überwachung der Pegelverhältnisse sowie der Impulsformen in einem getrennten Einschub des Empfängergestells überwacht. Desgleichen gestattet ein Abhörlautsprecher die Kontrolle der Tonmodulation. Meßstellen für die Pegel des Bild- und Tonträgers, eine automatische Nachregelung der Oszillatorfrequenz und ein stabiles, sicher ausgelegtes Netzgerät gewährleisten einen störungsfreien Betrieb der Anlage.

Versilbern von freitragend gewickelten UKW-Spulen

UKW-Spulen werden oft aus blankem Kupferdraht freitragend gewickelt. Dieser Kupferdraht ist in der Regel 1,5 bis 2,5 mm dick und versilbert. Versilberte Kupferdrähte sind aber kaum zu erhalten, daher soll hier ein Verfahren zum Versilbern angegeben werden.

Zunächst wickeln wir mit dem Kupferdraht die gewünschte Spule. Damit der meist etwas oxydierte oder sonst unansehnliche Draht wieder eine völlig saubere und blanke Oberfläche erhält — anderenfalls haftet ein Silberbelag nicht fest am Kupfer — tauchen wir die Spule in rauchende Salpetersäure. Das wird am besten im Freien durchgeführt, weil sich dabei giftige rote Dämpfe entwickeln. Hierauf werden die Spulen in fließendem Wasser gründlich gespült und anschließend in ein gebrauchtes Fixierbad gehängt. Je länger die Spule darin verbleibt, um so dicker wird der gut haftende Silberbelag, der sich auf dem Kupferdraht niederschlägt. Die durch erneutes Spülen in fließendem Wasser von Fixierbadresten befreite Spule lassen wir an der Luft trocknen. Damit die Silberschicht nicht nach kurzer Zeit wieder oxydiert, tauchen wir die Spule schließlich in Zaponlack, der sie mit einer dünnen Schicht überzieht und gegen Luft abschließt. Die Luft enthält nämlich geringe Spuren von Schwefelwasserstoff, der sich mit Silber zu schwarzem Chlorsilber verbindet, das nicht leitet.

An Stelle von gebrauchtem Fixierbad können wir auch eine Lösung von Fixiersalz in Wasser verwenden (100 g Natriumthiosulfat — unterschwefelsaures Natrium $Na_2S_2O_3$ — auf 500 cm³ destilliertes Wasser). In einer geringen Menge warmen Wassers lösen wir $^1/_2$ g Höllenstein (Silbernitrat $AgNO_3$) und fügen es der Fixiersalzlösung zu. Ein in ein solches Bad eingetauchter blanker Kupferdraht wird schnell einen Silberüberzug erhalten. Durch Zusetzen von Silbernitrat kann man ein verbrauchtes Bad wieder auffrischen.

Hans Sutaner

Genormte Zeitbegriffe

Vielfach findet man verschiedene Abkürzungen für einen Zeitbegriff, zum Beispiel für Sekunde s, sec und sek. Was ist nun richtig? Die genormten Abkürzungen für Zeitbegriffe sind in den DIN-Blättern 1301, 1304 und 1355 festgelegt. Man unterscheidet grundsätzlich zwei Arten der Abkürzung: Abkürzungen im allgemeinen Text und Kurzzeichen für Formeln usw. Die Abkürzungen lauten nach DIN 1355:

Einheit	Abkürzung im Text	Kurzzeichen in Formeln
Sekunde	Sek.	s
Minute	Min.	min
Stunde	Std.	h
Tag	Tg.	d
Woche	Wo.	w
Monat	Mon.	mo
Jahr	J.	a

Für min kann, wenn keine Verwechslung mit m = Meter möglich ist, auch m gesetzt werden. Das wird vor allem bei Uhrzeitangaben der Fall sein. Hier sind die Zeichen h, m und s erhöht zu setzen: 2^h, 25^m, 3^s. Grundsätzlich sind die Abkürzungen nach DIN 1301 die gleichen. Nur die Abkürzung für Minute lautet danach grundsätzlich m; min ist nur alleinstehend zulässig.

Für Sekunde ist demnach weder sec noch sek normgerecht, sondern nur s. Im Normenblatt DIN 1304 sind noch folgende Abkürzungen für Zeitbegriffe angegeben: t für Zeit (Zeitpunkt oder Zeitdauer), T für Periodendauer und weiter für die Zeitkonstante, n für die Schwingungszahl oder Umlaufzahl in der Zeiteinheit. Weiter interessiert in diesem Zusammenhang noch f = Frequenz, v = Geschwindigkeit, b = Beschleunigung, g = Fallbeschleunigung und ω = Kreisfrequenz und Winkelgeschwindigkeit.

Fritz Kunze

Ing. ERNST SCHREIBER

Baugruppen neuartiger Elektronenorgeln

Die Impulstechnik wird heute mit Recht als das modernste Gebiet der Elektronik bezeichnet, und die Grenzen ihrer Anwendung sind vorerst noch nicht abzusehen. In der Nachrichtentechnik, für das Radarverfahren und das Fernsehen wendet man die Impulstechnik bereits in weitem Umfange an. Es ist daher naheliegend, diesen Teil der Elektronik auch für Forschungs- und Entwicklungsaufgaben einzusetzen, die eine Weiterentwicklung und Bereicherung der Musikwiedergabe zum Ziele haben.

Weiterhin ist es notwendig, diese Entwicklung vom rein volkswirtschaftlichen Standpunkt aus zu betrachten. Der Export von Musikinstrumenten war schon immer ein großer Faktor im deutschen Außenhandel. Musikinstrumente aus deutschen Werkstätten sind in aller Welt zu finden und wegen ihrer präzisen und klanglich, auf hohem Niveau stehenden Ausführung ein begehrter Artikel. Das ist heute noch so. Auch die Deutsche Demokratische Republik exportiert Musikinstrumente aller Art.

Es ist aber nun folgendes zu überlegen: Seit Jahrzehnten steht die Entwicklung von Musikinstrumenten still. Die heute bekannten Klangmöglichkeiten sind mit rein mechanischen Schwingungserzeugern kaum noch zu erweitern. In den letzten 80 Jahren sind zwar spieltechnische Neukonstruktionen (Akkordeon) und Verbesserungen geschaffen, aber keine neuen Musikinstrumente entwickelt worden. Als letzte klangliche Neuschöpfung ist wohl das Saxophon anzusehen. Für eine Änderung dieser Situation bietet nun die Impulstechnik große Möglichkeiten. Darüber hinaus, daß die mit den üblichen Instrumenten bisher erreichten Klangbilder einfacher, billiger und mit einem weitaus geringeren Materialaufwand erzielt werden können, gestattet die elektronische Methode, vollkommen neue Klangtypen in reicher Auswahl zu schaffen.

Klangliche und spieltechnische Voraussetzungen

Um einen künstlerisch verwertbaren Klangkörper zu schaffen, muß man überlegen, welche Anforderungen die Organisten in klanglicher und spieltechnischer Hinsicht an eine Elektronenorgel stellen. Die genaue Berücksichtigung dieser Forderungen ist bei der Entwicklung elektronischer Orgeln unbedingt notwendig, wenn diese Instrumente auf breiter Basis Eingang in das Musikleben finden sollen. Während sich die konzertante Musik solcher Instrumente bereits im gewissen Umfange bedient, nehmen die deutschen Kirchenmusiker eine sehr abwartende, kritische Stellung ein.

In den USA werden von verschiedenen Firmen Elektronenorgeln produziert. Am bekanntesten sind die Erzeugnisse der Firmen Baldwin, Connsonata, Hammond, Wurlitzer, Allen, Kadareed, Lowrey, Maas, Schulmerich, Minshall usw. Obwohl die Mehrzahl dieser Instrumente nach deutscher Auffassung keineswegs den üblichen musikalischen Ansprüchen genügen, haben sie doch eine überraschend starke Verbreitung gefunden, da sie im Klangideal und in spieltechnischer Hinsicht den dort als vorbildlich geltenden Pfeifenorgeln entsprechen, die mit den in Deutschland um die Jahrhundertwende gebauten „Romantischen Orgeln" identisch sind. In Deutschland dagegen, zum großen Teil auch im übrigen Europa, basiert das künstlerische Orgelspiel auf dem Klangideal der Neo-Barockorgel. In den Jahren nach dem ersten Weltkrieg entstand die sogenannte „Orgelbewegung". Sie brachte die Erkenntnis, daß die Barockzeit eine Blütezeit der Orgelkunst gewesen ist und führte dazu, daß die meisten romantischen Orgeln nach dem Vorbild der Barockorgel wieder umgebaut wurden. So entstand die Neo-Barockorgel. Der Unterschied zwischen barocker und romantischer Orgelkunst ist am besten durch die für diese Instrumente bestimmte Musik zu erfassen.

Die Vorherrschaft der Linie, die Polyphonie, ist das hervortretende Merkmal barocker Orgelmusik. Durch Mit- und Gegeneinanderausspielen mehrerer Linien entsteht lebendige Bewegung, so daß der Klang zu satter Fülle gesteigert wird. Erreicht wird dies, technisch gesehen, durch die „Werkorgel" (Barockorgel). Sie besteht aus mehreren Einzelwerken und wird mit Hilfe der verschiedenen Klaviaturen getrennt gespielt. Durch Koppeln können ein oder mehrere Teilwerke auch von einer Klaviatur aus gleichzeitig gespielt werden. Die einzelnen Teilwerke (Hauptwerk, Oberwerk, Brustwerk usw.) haben bewußt unterschiedlichen Klangcharakter. Das Hauptwerk klingt „stark und groß", das Brustwerk „delikat und lieblich", das Oberwerk „scharf und silberhell". Durch Gegeneinanderausspielen der einzelnen Werke mit ihren kontrastreichen Klangfarben findet die barocke Orgelmusik ihren Ausdruck in der sogenannten Stufen- oder Terrassendynamik.

Das Stilmerkmal der romantischen Orgelmusik dagegen verkörpert die Homophonie, die Herrschaft des Akkordes. Der romantischen Orgelmusik fehlt die innere Kraft der Linie. Auf Grund ihrer Registerdispositionen nähert sie sich dem Klangcharakter großer Orchester und entfernt sich somit von ihrer eigentlichen Bestimmung. Die großartige Klangsteigerung vom leisesten Pianissimo bis zum stärksten Fortissimo ist ein weiteres Merkmal romantischer Orgeln. Dies wird dadurch erreicht, daß die einzelnen Manuale[1]) jeweils nur eine Klangabschwächung des vorhergehenden Manuals darstellen, ohne eine wesentliche Klangfarbenänderung zu erzielen.

Wenn sich die Elektronenorgel durchsetzen soll, so muß sie auf jeden Fall eine Werkorgel sein und mindestens drei getrennte Werke besitzen (Hauptmanual, Obermanual und Pedal[2]). Dies ist unbedingt notwendig, weil die gesamte klassische Orgelliteratur für einzelne Werke bearbeitet ist.

Die durch Klangsynthese erzielte elektronische Imitation der entsprechenden Pfeifenorgelregister ist bereits einwandfrei gelungen. Dagegen ist das Problem der Mixturenregister noch nicht zur Zufriedenheit gelöst. Der bei den Pfeifenorgeln alles überstrahlende silberhelle Klang der Mixturen klingt bei Elektronenorgeln noch zu grundtönig. Durch weitere Unterteilung der Werke in Grund- und Obertonregister dürfte dieses Problem keine unüberwindbaren technischen Schwierigkeiten mehr bereiten.

Die Spieltechnik der Elektronenorgel muß selbstverständlich weitgehend den Gegebenheiten einer Pfeifenorgel angepaßt werden. Hierzu gehören vor allen Dingen die Koppeln. Diese werden entweder als Handregisterzüge- bzw. Wippen, als Druckknöpfe oder für Fußbetätigung vorgesehen. Auch Kombinationen werden verwendet, um wahlweise mit der im Moment unbeschäftigten Hand bzw. dem freien Fuß die Koppeln an- und abzuschalten. Drei Arten von Koppeln finden Anwendung:

1. Vertikalkoppeln,
2. Horizontalkoppeln,
3. Diagonalkoppeln,

wovon die Koppelarten 1 und 2 unbedingt erforderlich sind.

Vertikalkoppeln verbinden die korrespondierenden Tasten der Manuale und das Pedal untereinander. Durch Pedalkoppeln (I/Ped., II/Ped., III/Ped.) ist jede Stimme des I., II., III. Manuals ins Pedal übertragbar. Ebenso kann jede Stimme des II. oder III. Manuals durch Koppel II/I bzw. III/I auf dem I. Manual gespielt werden. Durch Koppel III/II werden die Stimmen des III. Manuals auf dem II. Manual spielbar. Jede gekoppelte Stimme klingt selbstverständlich auch auf ihrem Normalklavier.

Horizontalkoppeln verbinden die oberen und unteren Oktaven des gleichen Manuals, so daß dieselben beim Niederdrücken einer Taste mitklingen. Ist zum Beispiel eine Superoktavkoppel II/II vorhanden, so ergibt diese mit einem 8'-Register eine Oktavmischung derselben Farbe. Es entsteht dann die Mischung 8' + 4'. Wird ein 16'-Register gezogen,

[1]) Die zum Spielen mit den Händen bestimmten Orgeltasten.
[2]) Fußtasten der Orgel.

entsteht die Doppelstimme 16′ + 8′. Suboktavkoppel II/II mit einem 8′-Register gezogen ergibt eine Oktavmischung 8′ + 16′ von gleicher Klangfarbe bzw. ein 4′-Register ein 8′ + 4′. Beide Koppeln Sub + Super II/II und ein 8′-Register ergeben 16′ + 8′ + 4′. Da alle Töne gleiche Klangfarbe haben, kann nun aus dem dritten Manual durch Manualkoppel III/II ein andersgefärbtes 8′-Register hinzugefügt werden, um die Melodiestimme hervortreten zu lassen. Aus den bisherigen Ausführungen ist zu erkennen, daß zur Erzielung von Farbmischungen bei einer Orgel mit etwa 40 Registern bereits Tausende von Möglichkeiten bestehen. Die Koppeln sind also ein sehr wertvolles Hilfsmittel, den Klangfarbenreichtum zu erhöhen.

Klangfarbensynthese und Tongeneratoren

Der Klangcharakter eines musikalischen Tones wird durch eine Anzahl mitklingender höherer Töne bestimmt. Diese Obertöne bzw. Teiltöne, die dem Grundton seine charakteristische Klangfarbe verleihen, werden selbst nicht gehört. Ein

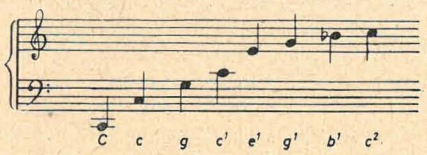


Bild 1: Obertonreihe von C

Ton mit reichem Oberwellengehalt ist hell und klar, zum Beispiel der Ton von Streichinstrumenten. Dagegen wirkt ein Ton mit geringem Oberwellengehalt, wie er Holzblasinstrumenten eigen ist, dunkel und unklar.

Die mitklingenden Obertöne eines Grundtones folgen unveränderlichen physikalischen Gesetzen. Es erscheinen daher in gesetzmäßiger Folge immer die dem Grundton am nächsten verwandten Töne der Obertonreihe. Die ersten acht Töne dieser Obertonreihe sind für den Klangcharakter maßgebend. Gemäß der Notendarstellung nach Bild 1 lauten diese Töne vom großen C an:

$$C - c - g - c^1 - e^1 - g^1 - b^1 - c^2.$$

Hierbei ist zu bemerken, daß der siebente Teilton etwas tiefer als das normale b liegt. Die temperierten Quinten als dritter und sechster Teilton weisen ebenfalls Abweichungen gegenüber der natürlichen Schwingungszahl auf. Diese Abweichungen sind allerdings so gering, daß sie ohne weiteres in Kauf genommen werden können. Die Schwingungszahlen der Teiltöne stehen nun in einem bestimmten Verhältnis zu ihrem Grundton. So hat die Oktave als zweiter Teilton die doppelte Schwingungszahl des Grundtones, die erste Quinte als dritter Teilton die dreifache Schwingungszahl des Grundtones. Jeder Teilton, der im Oktavverhältnis zum Grundton steht, hat daher das doppelte Schwingungsverhältnis seines Grundtones, also:

$$C : c = 1 : 2, \quad c : c^1 = 2 : 4, \quad g : g^1 = 3 : 6, \quad c^1 : c^2 = 4 : 8.$$

Die erste Quinte, die über der Oktave liegt, hat das dreifache Schwingungsverhältnis ihres Grundtones, also:

$$C : g = 1 : 3, \quad c : g^1 = 2 : 6.$$

Die Möglichkeiten der rein elektronischen Klangfarbensynthese sind bei den vielstimmigen bzw. Melodieinstrumenten äußerst vielseitig. Grundsätzlich unterscheidet man zwei Methoden zur Erzielung des gewünschten Teiltonaufbaues, nämlich:

1. Aus einem sehr obertonreichen Gemisch werden die entsprechenden Komponenten durch Filter bzw. Bandpässe ausgesiebt und zur gewünschten Klangfarbe zusammengesetzt.
2. Die Klangfarbe wird aus sinusförmigen Teiltönen gebildet.

Dem ersten Verfahren einer Klangerzeugung durch Filter und Bandpässe sind dadurch Grenzen gesetzt, daß der Durchlaßbereich nicht tiefer gelegt werden kann als die Frequenz der höchsten gespielten Grundtöne. Anderenfalls würde in einem Mehrklang die Melodiestimme verlorengehen. Man wendet daher bei vollwertigen elektronischen Musikinstrumenten weitgehend das zweite Verfahren an. Hierbei sind der Klangfarbenerzeugung durch Teiltonsynthese keinerlei Grenzen gesetzt. Es ist daher möglich, nicht nur alle bekannten Klangfarben zusammenzustellen, sondern eine unübersehbare Fülle von neuen Klangtypen zu schaffen.

Bild 2 zeigt eine Schaltungsanordnung für das genannte zweite Verfahren der elektronischen Zusammensetzung der Klangfarbe aus sinusförmigen Teiltönen. Diesem Schaltbild liegen die in den Bildern 3, 4 und 5 gezeigten Klangspektren zugrunde, die einer anerkannt wertvollen Orgel, nämlich der im Jahre 1731 von Gottfried Silbermann erbauten Opus-30-Orgel, entstammen. Bild 3 zeigt das Klangspektrum eines 8-füßigen Prinzipalregisters, Taste C, während Bild 4 das Klangspektrum eines 8-füßigen Quintatönregisters, Taste C, darstellt. Bild 5 veranschaulicht das Klangspektrum eines 8-füßigen Gedacktregisters, Taste C, der genannten Orgel.

Kennzeichnend für die Schaltung nach Bild 2 ist das Merkmal, daß außer den Grundtönen auch alle für die Klangsynthese benötigten Oberwellen der gleichschwebend temperierten Tonskala entnommen werden können. Die Wechselspannungen der Tongeneratoren werden über Entkopplungswiderstände und über die den Tasten zugeordneten Schalterelemente der Sammelschienengruppe 1 zugeführt. Die unterste Sammelschiene der Gruppe 1 erhält immer den ersten Teilton und so fort bis zur obersten Schiene, die den achten Teilton erhält.

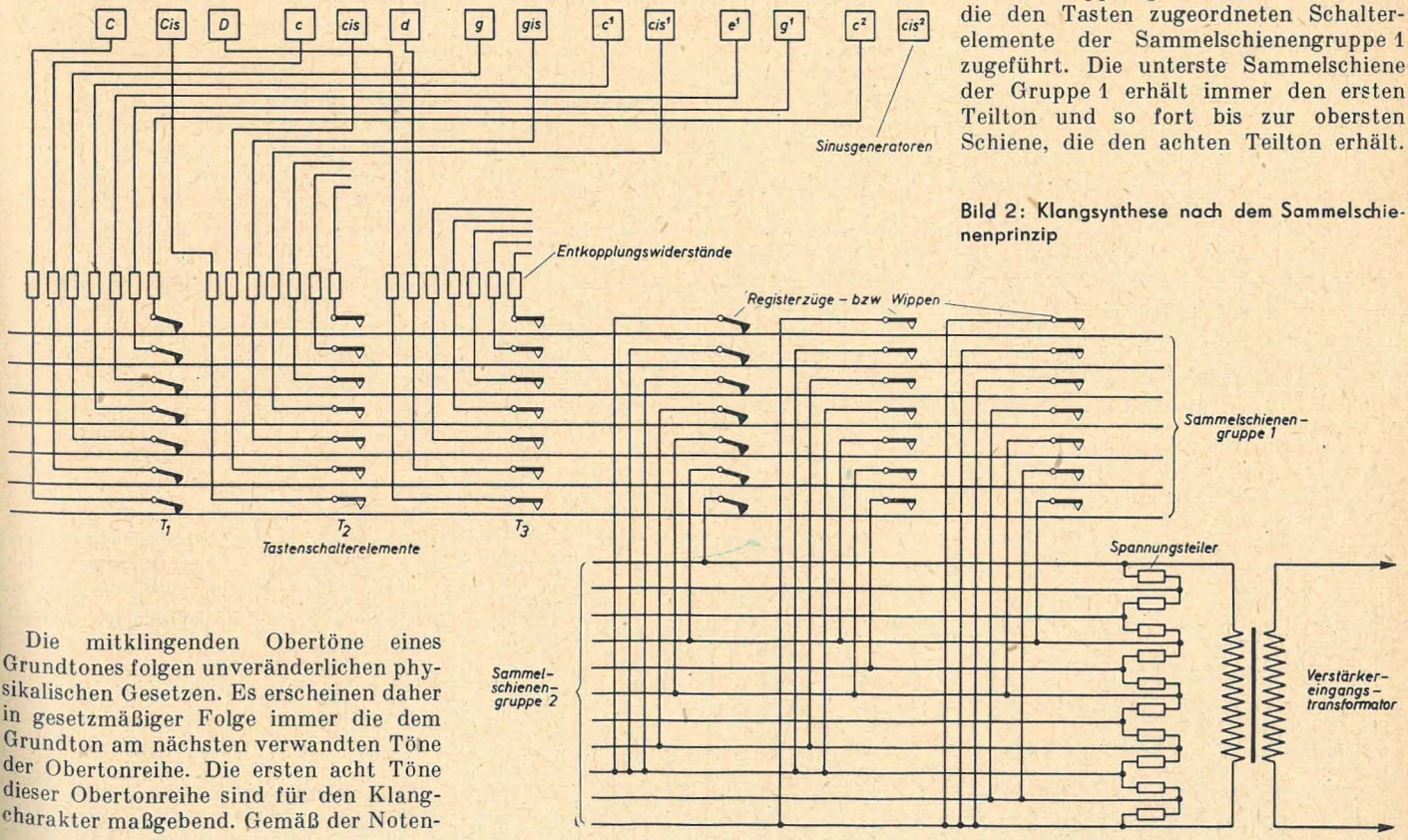
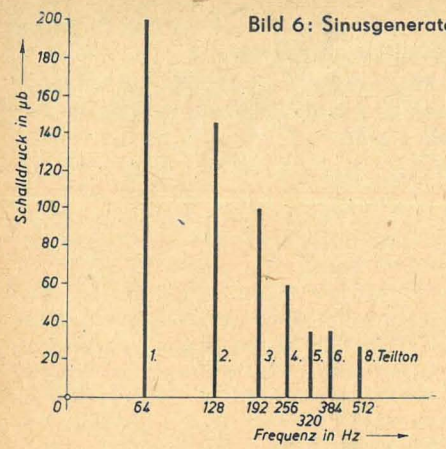
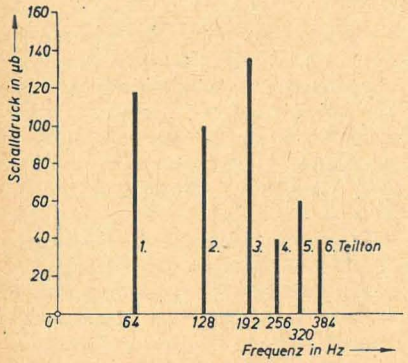
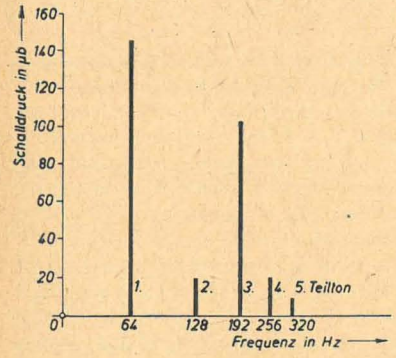


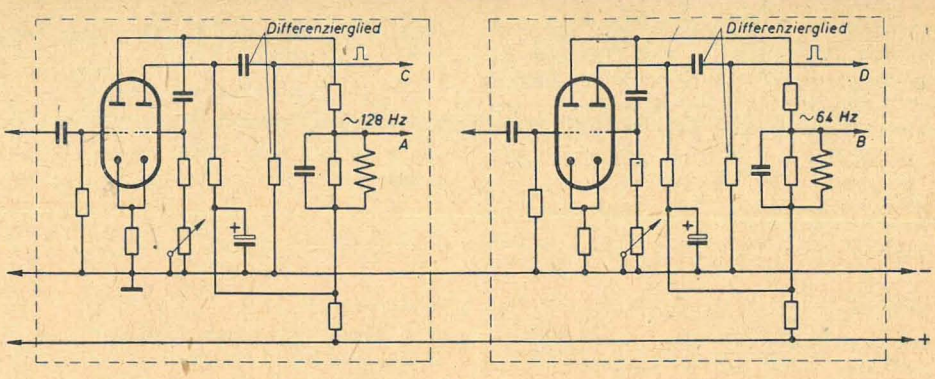
Bild 2: Klangsynthese nach dem Sammelschienenprinzip







Bilder 3, 4 und 5: Klanganalysen



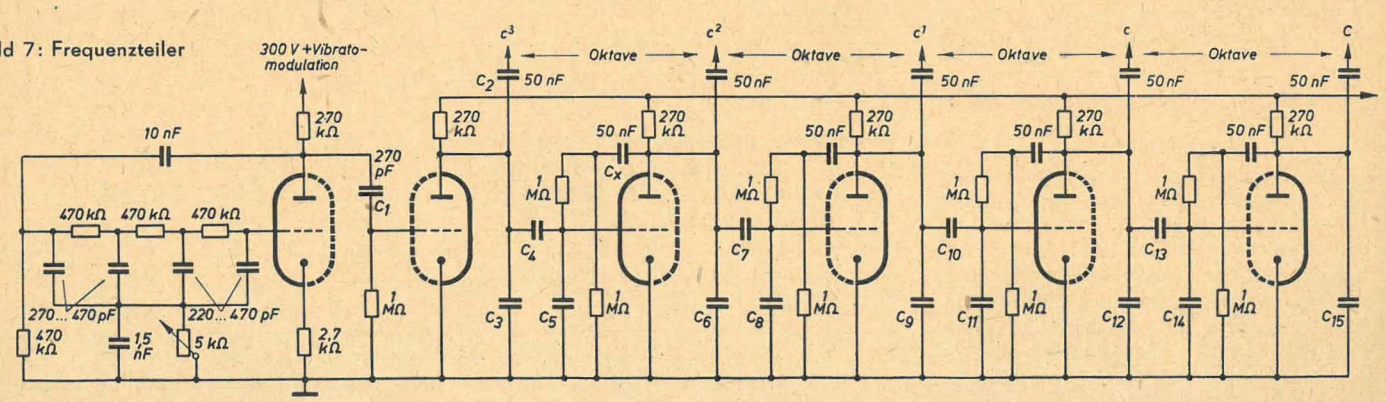
Der siebente Teilton wird nicht verwendet, da er der gleichschwebend temperierten Tonskala nicht genau genug entnommen werden kann. Musikalisch gesehen ist der siebente Teilton ohne größere Bedeutung. Die verschiedenen Klangfarben unterscheiden sich nur durch das Amplitudenverhältnis der einzelnen Teiltöne zueinander. Durch die den Registerzügen bzw. Wippen zugeordneten Schalterelemente werden diese Teiltöne der Sammelschienengruppe 2 zugeführt. Da jede Sammelschiene dieser Gruppe sinngemäß an einem anderen Punkt des Spannungsteilers angeschlossen ist, kann jedes beliebige Amplitudenverhältnis der einzelnen Teiltöne untereinander hergestellt werden. Wie Bild 2 erkennen läßt, sind die Registerzüge mit den Klangspektren der Bilder 3 bis 5 identisch. Man ersieht daraus, wie das Amplitudenverhältnis der einzelnen Teiltöne entsprechend diesen Klangspektren synthetisch erreicht wird.

Zur Erzeugung einer sinusförmigen Schwingung der gewünschten Frequenz werden Sinusgeneratoren benötigt, an die hohe Anforderungen in bezug auf Frequenzstabilität gestellt werden. Sie müssen außerdem synchronisierbar sein und einen Synchronisierimpuls für die nächsttiefere Oktave liefern können. Es werden nämlich alle im Oktavverhältnis zueinander stehenden Töne synchronisiert, so daß die höchsten Anforderungen in bezug auf die Frequenzstabilität nur an die Halbtöne einer Oktave gestellt zu werden brauchen, und zwar an die der höchsten Oktave bei Abwärtssynchronisierung.

Alle diese Forderungen sind bei einem Sinusgenerator zur Tonerzeugung und Klangfarbensynthese für elektronische Musikinstrumente erfüllt, indem Röhrenoszillatoren, zum Beispiel Multivibratoren, Sperrschwinger, Transitrons oder dgl., die impulsförmige Spannungen liefern, auf die gewünschte Frequenz abgestimmte Schwingungskreise zum sinusförmigen Schwingen anstoßen. Die im Röhrenoszillator erzeugten Impulse werden dabei nach der Differenzierung zur Abwärtssynchronisierung des nächstniedrigeren Oktavgenerators verwendet. Das Schaltbild eines Sinusgenerators ist im Bild 6 dargestellt. Zur Erläuterung der Abwärtssynchronisierung sind zwei im Oktavverhältnis zueinander stehende Sinusgeneratoren angegeben, die aus zwei katodengekoppelten Multivibratoren bestehen. Im Anodenkreis des jeweils ersten Röhrensystems dieser Doppelröhre liegt in Serie mit den Arbeitswiderständen je ein Schwingungskreis, dessen Abstimmfrequenz der gewünschten Tonhöhe entspricht. Als Ausführungsbeispiel sei angenommen, daß der erste Generator Schwingungen mit der Frequenz 128 Hz für das kleine c und der zweite Generator Schwingungen mit der Frequenz 64 Hz für das große C liefert. Die Strom- und Spannungskurven beider Multivibratoren verlaufen eckig und weichen stark von der Sinusform ab. Als Frequenz sei hier die Zahl der durchlaufenden Grundperioden bezeichnet, also die Zahl der periodisch wiederkehrenden Sperrung jeweils eines Röhrensystems. Die Frequenz hängt von den Röhrendaten, den Werten der Schaltelemente und den Betriebsdaten ab. In erster Linie ist hierfür die Größe der Gitterkreiszeitkonstanten maßgebend; denn diese Werte legen die Dauer der exponentiellen Entladevorgänge fest. Die Frequenzvariation erfolgt daher durch Verändern dieser Zeitkonstanten. Veränderliche Widerstände dienen zur Frequenzeinstellung der Multivibratoren. Die freien Eigenschwingungen der Multivibratoren werden auf die Frequenzen der Schwingkreise eingestellt und stoßen dieselben mit ihren Impulsen an. An den Punkten A und B entstehen nun rein sinusförmige Spannungen, die zur Klangsynthese verwendet und den Entkopplungswiderständen (Bild 2) zugeführt werden.

An den Punkten C bzw. D des zweiten Systems der Doppelröhren werden Synchronisierimpulse über Differenzierglieder abgenommen und dem Steuergitter des ersten Röhrensystems der nächsttieferen

Bild 7: Frequenzteiler



Oktave zugeführt. Jeder positive zweite Impuls synchronisiert diesen Generator. Die Synchronisierung ist so eindeutig und starr, daß ein Frequenzvibrato nur bei den zwölf obersten Halbtönen vorgenommen zu werden braucht, da die übrigen Generatoren diese Modulation dann zwangsläufig mitmachen müssen.

Beispiel eines Frequenzteilersystems

Ein in den USA verwendetes, sehr einfaches Frequenzteilersystem zeigt Bild 7. Hierbei wird nur der höchste Ton von einem selbstschwingenden Oszillator erzeugt, der als Phasenschiebergenerator geschaltet ist. Die Anordnung mit Reihenwiderständen und Nebenschlußkapazitäten gegenüber der sonst üblichen Schaltung von Reihenkapazitäten und Nebenschlußwiderständen soll den Vorteil größerer Stabilität haben. Der veränderliche Widerstand von 5 kΩ zwischen Phasenschieberkette und Erde dient zur Abstimmung des Oszillators über einen Bereich von etwa einem Ton über und unter der gewünschten Frequenz, während der parallel zu dem veränderlichen Widerstand liegende Kondensator von 1,5 nF die Beeinflussung zwischen den Oszillatoren verringert.

Für jeden der 12 Halbtöne wird ein Frequenzteiler benötigt, der die fünf oktavverknüpften Töne erzeugt. Der im Bild 7 gezeigte Frequenzteiler ist für die C-Oktaven bestimmt. Aus der Tabelle können die Werte der Kapazitäten für alle 12 Frequenzteiler entnommen werden. Jeder Frequenzteiler besteht aus drei Doppeltrioden und liefert eine sägezahnförmige Ausgangsspannung, die, falls erforderlich, mit bekannten Mitteln in eine Sinusspannung umgewandelt werden kann.

Trotz des einfachen Aufbaus dieses Teilers ist seine Funktion sehr interessant. Das erste System der ersten Doppeltriode ist der schon erwähnte Phasenschiebergenerator. Dieser erzeugt den Ton der höchsten Oktave. Die erzeugte Sinusspannung wird über C_1 dem Steuergitter des zweiten Systems (Trennstufe) der ersten Doppeltriode zugeführt. Da dieses System mit einem verhältnismäßig großen Gitterableitwiderstand von 1 MΩ und ohne Vorspannung betrieben wird, entnimmt das Gitter bei der positiven Eingangshalbwelle Strom. Dadurch wird die Röhre über den größten Teil der Eingangsperiode vorgespannt. Ist sie gesperrt, erhält ihre Anode volle Spannung, da durch den Anodenwiderstand kein Strom entnommen wird. Der Kondensator C_3 lädt sich nun mit einer durch die Zeitkonstante RC bestimmten Geschwindigkeit auf. Während des kleinen Teiles der Periode, in der die Röhre leitet, wirkt sie praktisch wie ein Kurzschluß über C_3 und bewirkt ein schnelles Entladen des Kondensators. Das Resultat der langsamen Ladung und der schnellen Entladung ist ein Kippschwingungspotential an C_3 mit derselben Frequenz, die der Steuersender erzeugt. Die Kippschwingungssignale werden über den Kondensator C_2 den Tastkreisen als höchste erzeugte Töne des Frequenzteilers zugeführt. Die Schaltung dieser Trennstufe transformiert die sinusförmigen Schwingungen in sägezahnförmige.

Im Bild 8 ist das erste System der zweiten Doppeltriode, die als erste Frequenzteilerstufe arbeitet, nochmals gezeichnet, um seine Arbeitsweise verständlicher zu machen. C_4 und C_5 bilden einen kapazitiven Spannungsteiler, der die Amplitude des Eingangssignals reduziert. Wäre C_x nicht vorhanden, würde dieser Teiler in derselben Weise wie eine Trennstufe arbeiten. Das reduzierte Signal ist groß genug, um die Röhre nach der Anfangseingangsspitze abzuschalten. Während dieser Zeit lädt sich der Kondensator C_6 über R_3 auf. Bei der nächsten positiven Spitze der Eingangsperiode wird die Röhre leitend. C_6 wird entladen, dann langsam wieder geladen, danach wird die

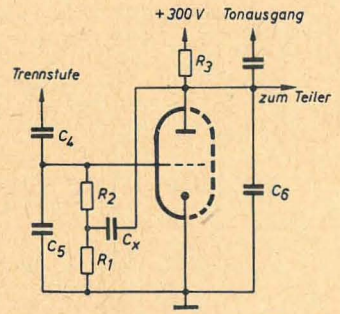


Bild 8: Teilerstufe

Röhre wieder abgeschaltet. Die Ausgangsleistung nimmt man von der Anode genauso wie bei der Trennstufe ab, und zwar für die Tastkreise ebenso wie auch für den nächsten Teiler. Infolge der Rückkopplung von der Anode zum Gitter durch C_x ändert sich dies aber in der Weise, daß die Röhre nur auf jede zweite Eingangsspitze anspricht, so daß die Ausgangsfrequenz nur halb so groß wie die Eingangsfrequenz ist. C_x ist ein großer Kondensator, der lediglich die Rückkopplung von der Anode zum Gitter bewirkt. Bei der Anfangsspitze der Gitterspannung von der Trennstufe erscheint ein negativer Impuls an der Anode der Röhre (dies ist die Zeit, in der sich C_6 durch die Röhre entlädt). Dieser Impuls wird über C_x an das Gitter zurückgeleitet. Die Rückkopplungsspannung jedoch, die das Gitter erreicht, wird durch die Reihenschaltung von R_2 und C_5 verzögert. Aus diesem Grunde erreicht der rückgekoppelte negative Impuls das Gitter nicht in voller Stärke, bis die zweite Eingangsspitze von der Trennstufe ankommt. Nun ist das Gitter durch den rückgekoppelten negativen Impuls so negativ, daß diese zweite Eingangsspitze die Röhre nicht leitend machen kann. Deshalb wird C_6 weiter geladen.

Bei der dritten Eingangsspitze ist C_6 fast aufgeladen. Die Ladung an C_5, die man auf den rückgekoppelten negativen Impuls zurückführen kann, ist über R_1 und R_2 abgeflossen. Das Gitter wird wieder durch den Eingangsimpuls erregt, die Röhre leitet kurzfristig und C_6 entlädt sich. Dann wird die Röhre durch den Spannungsabfall an R_1 und R_2, den der Gitterstrom veranlaßt, schnell abgeschaltet. Da die Röhre in bezug auf den ersten, dritten, fünften und die folgenden ungeraden Eingangsimpulse empfindlich ist, aber alle geraden Eingangsimpulse die Ladung von C_6 nicht beeinflussen, hat die Ausgangsleistung, die von der Anode für die Tastschaltung und den nächsten Teilereingang entnommen wird, die halbe Frequenz der Trennstufeneingangsleistung. Wie in der Trennstufe entstehen sägezahnförmige Schwingungen. Die nachfolgenden drei Teiler arbeiten genau in derselben Weise, indem jeder durch die Eingangswellen des vorhergehenden Teilers betätigt wird.

Vibrato-Modulationseinrichtung

Bekanntlich schwanken Tonlage und Lautstärke jedes mechanischen Musikinstrumentes entweder infolge äußerer Unregelmäßigkeiten, zum Beispiel durch Verändern des Luftdruckes bei Blasinstrumenten, oder wie bei Streich- und Saiteninstrumenten infolge unterschiedlicher Einwirkung des Spielers auf das Instrument. Diese Erscheinung spielt bei der Beurteilung der Kunst musikalischer Wiedergabe eine wesentliche Rolle, da die Gemütsbewegung des Spielers durch solche Schwankungen zum Ausdruck kommt. Die vollkommene Wiedergabe des vorgeschriebenen Tones wirkt keinesfalls künstlerisch und ist für den Zuhörer unangenehm. Daher ist bei allen Musikinstrumenten eine gewisse natürliche Unstetigkeit des Tones erwünscht. Das Fehlen gesetzmäßiger Vollkommenheit ist kein Mangel, sondern ein Vorzug und wird mitunter sogar bewußt hervorgerufen. So verziert zum Beispiel in der Solovokalmusik das rollende Vibrieren des gleichen Tones (Koloratur) die Melodie.

Bei elektronischen Musikinstrumenten, bei denen die vom Spieler durch Drücken von Tasten usw. ausgelösten elektrischen Schwingungen in akustische Schwingungen verwandelt werden, erfolgt die Schwingungserzeugung nach feststehenden physikalischen Gesetzen, so daß die geschilderte Gesetzlosigkeit und Unstetigkeit fehlt. Im Gegensatz zu allen anderen Gebieten der Technik wird in diesem Fall eine technische Unvollkommenheit sogar begrüßt. Um bei einem Musikvortrag mit elektronischen Instrumenten dem Zuhörer einen wirklich künstlerischen Eindruck zu vermitteln, muß eine solche Unvollkommenheit besonders erzeugt werden, was die Aufgabe der Vibrato-Modulationseinrichtung ist. Diese muß den normalen Verhältnissen in der Musik möglichst genau entsprechen, damit ein solches Vibrato natürlich wirkt. Ein Amplitudenvibrato würde dieser Forderung nicht nachkommen, da hierbei die Tonhöhe der Tongeneratoren unverändert bleibt und lediglich die Tonamplitude gesteuert wird. Hierdurch würde praktisch nur eine Änderung der Gesamtlautstärke im Rhythmus der Vibratofrequenz erreicht, die durch Verändern der Steilheit und somit der Verstärkung einer Regelröhre im Niederfrequenzverstärker hervorgerufen werden könnte. Die Vibratowirkung wird daher auf einem anderen Wege, und zwar durch ein Frequenzvibrato in der Weise erzielt, daß die Spannung eines Phasenschiebergenerators über eine Modulations-

stufe dem Tongenerator frequenzmoduliert zugeführt wird. Hiermit ist bei elektronischen Musikinstrumenten die natürliche Vibratowirkung nichtelektronischer Musikinstrumente gewährleistet.

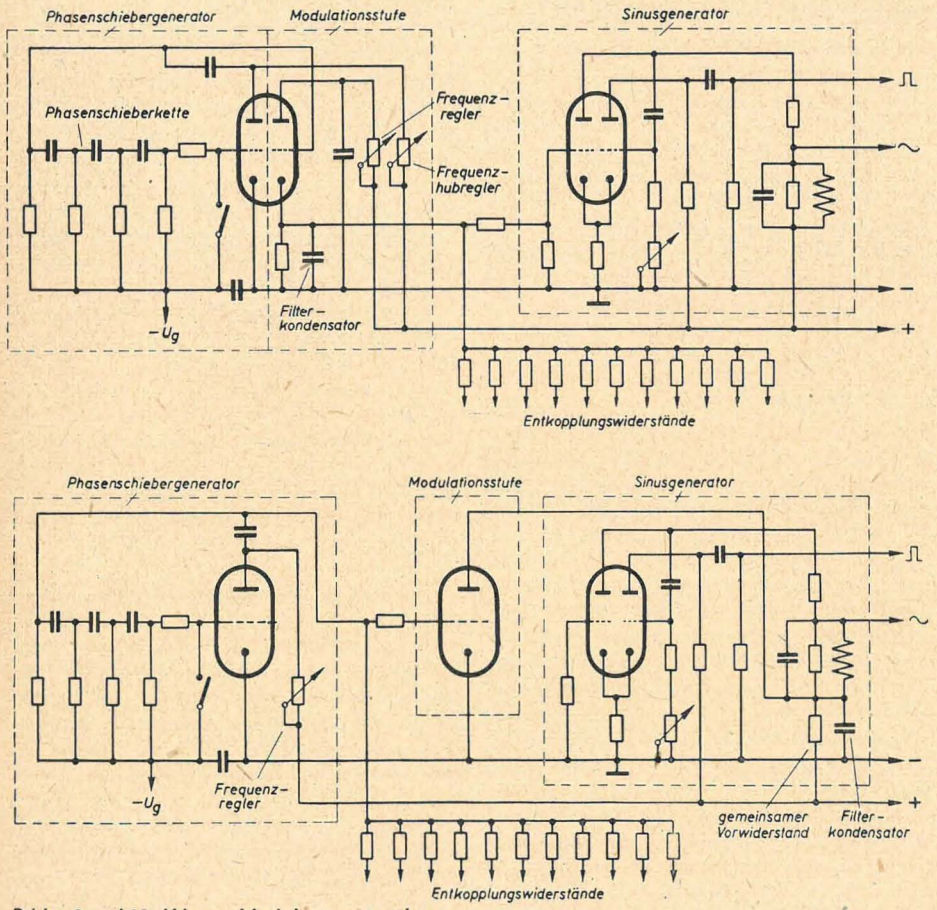
Die Schaltungen für zwei Ausführungsbeispiele sind in den Bildern 9 und 10 dargestellt und für den im Bild 6 gezeigten Sinusgenerator gedacht. Gemäß Bild 9 bildet das eine System einer Doppelröhre zusammen mit einer Phasenschieberkette den Phasenschiebergenerator, dessen Spannung über die von dem zweiten Röhrensystem gebildete Modulationsstufe auf das Gitter des Tongenerators gegeben wird. Die Modulationsstufe ist galvanisch mit dem Tongenerator gekoppelt, so daß die am Katodenarbeitswiderstand abgenommene Vibratofrequenz von zweckmäßig 4 bis 8 Hz über einen Entkopplungswiderstand unmittelbar und nicht über Kopplungskondensatoren dem Gitter des Tongenerators zugeführt wird. Die Modulationsstufe wirkt dabei gleichzeitig als Trennstufe. Der Anodenruhestrom ist durch ein Potentiometer regelbar, während ein weiteres Potentiometer zum Einstellen der Vibratoamplitude dient und den von der Steuerspannung des Phasenschiebergenerators abhängigen Frequenzhub bestimmt. Durch einen Schalter kann der Phasenschiebergenerator und somit die Vibratofrequenz abgeschaltet werden.

Durch die in der beschriebenen Weise vorgenommene Änderung der Gittervorspannung des Tongenerators werden dessen Betriebsdaten geändert, so daß eine Frequenzmodulation am Tongenerator erreicht wird. Da der Tongenerator auf Spannungsänderungen an seinem Steuergitter außerordentlich empfindlich reagiert, genügen schon kleine Vibratoamplituden, um die gewünschte Frequenzänderung zu erreichen. Dem Steuergitter des als Modulationsstufe geschalteten zweiten Systems der Röhre wird die Vibratofrequenz galvanisch gekoppelt zugeführt.

Wie im Bild 9 durch die Anzahl der Entkopplungswiderstände angedeutet ist, werden insgesamt 12 Tongeneratoren, und zwar nur für die zwölf Halbtöne der höchsten Oktave mit der Vibratofrequenz moduliert, da die anderen Oktaven diese Modulation zwangsläufig mitmachen müssen. Dies beruht darauf, daß alle Oktaven durch Abwärtssynchronisierung untereinander frequenzstarr verbunden sind. Mit Hilfe des Filterkondensators werden die Tonfrequenzen kurzgeschlossen, damit die einzelnen Tongeneratoren sich gegenseitig nicht beeinflussen. Für die außerordentlich niedrige Vibratofrequenz von 4 bis 8 Hz ist der Filterkondensator wirkungslos. Der Spannungsabfall am Katodenarbeitswiderstand der Modulationsstufe bestimmt auch gleichzeitig die Tonhöhe der 12 Halbtöne der höchsten Oktave, so daß der Frequenzregler auch zum Stimmen des Musikinstrumentes benutzt werden kann, wenn zum Beispiel durch Alterung der Röhre eine Verstimmung eingetreten ist.

Während bei der Ausführungsform nach Bild 9 infolge der Modulation der Tongeneratoren an deren Steuergitter nur eine einzige Modulationsstufe erforderlich ist, muß bei der Ausführungsform nach Bild 10 für jeden der 12 Tongeneratoren der höchsten Oktave eine Modulationsstufe vorgesehen sein, da in diesem Fall die Anodenspannung moduliert wird und hierfür Leistungsstufen benötigt werden. Die Steuerspannung des Vibratogenerators wird dem Steuergitter der Modulationsstufe zugeführt, die durch eine besondere Röhre gebildet ist. Tongenerator und Modulationsstufe haben einen gemeinsamen Vorwiderstand, an dem eine im Takt der Vibratofrequenz schwankende Spannung abfällt. Dies hat eine Änderung der Anodenspannung zur Folge, so daß eine Frequenzmodulation bewirkt wird. Zum Kurzschließen der Tonfrequenzen dient der Filterkondensator. In beiden Ausführungsformen kann der Phasenschiebergenerator auch durch einen LC-Oszillator oder dergleichen ersetzt werden.

Werden die in den bisherigen Ausführungen aufgestellten Forderungen technisch einwandfrei erfüllt, so kann der elektronischen Orgel eine große Zukunft vorausgesagt werden.



Bilder 9 und 10: Vibrato-Modulationseinrichtungen

Tabelle

Kondensator	C Cis D nF	Dis E F nF	Fis G Gis nF	A Ais H nF
C_3	15	12	10	8,2
C_4	0,330	0,270	0,220	0,180
C_5	2,7	2,2	1,8	1,5
C_6	18	15	12	10
C_7	0,68	0,56	0,47	0,39
C_8	4,7	3,9	3,3	2,7
C_9	33	27	22	18
C_{10}	1,5	1,2	1,0	0,82
C_{11}	8,2	6,8	5,6	4,7
C_{12}	68	56	47	39
C_{13}	3,9	3,3	2,7	2,2
C_{14}	18	15	12	10
C_{15}	120	100	82	68

Literatur

Werner Till, Von der Orgel und vom Orgelspiel, Merseburger 1949.

Harald Bode, Die elektronische Orgel, Funkschau (1952) Nr. 8.

Richard H. Dorf, Electronics and Music, Radio Electronics, Juni 1952.

W. Lottermoser, Klangspektren einer Silbermannorgel, Akustische Zeitschrift, Dezember 1940.

Bei Zuschriften an die Redaktion bitten wir unsere Leser, entweder Postkarten zu benutzen oder bei Briefsendungen den Namen und die Anschrift nicht nur auf dem Briefumschlag, sondern auch, leicht lesbar, auf dem Briefbogen zu vermerken. Hiermit erleichtern Sie unsere Arbeit bei der Beantwortung der Schreiben und vermeiden eventuell entstehende Irrtümer.

Die Redaktion

HERBERT BURKHARDT

Transportable Lautsprecheranlagen

Grundforderungen für transportable Beschallungsanlagen sind geringes Gewicht und bruchsichere Verpackung aller Anlagenteile sowie die Möglichkeit für einen schnellen Auf- und Abbau. Ihr Aufgabenbereich ist meist unbestimmt und ändert sich oftmals sogar noch während der Beschallung. Große Schwierigkeiten sind durch die stets verschiedenen akustischen Verhältnisse gegeben. Einmal müssen geschlossene Räume, dann offene Plätze, manchmal mit reflektierenden Rückflächen, beschallt werden. Nicht immer ist es möglich, eine vorherige örtliche Besichtigung durchzuführen. Schon diese wenigen Angaben, die durchaus keinen Anspruch auf Vollständigkeit in bezug auf den Schwierigkeitsgrad erheben, zeigen ganz klar, wie universell und bis in jede Einzelheit durchdacht eine transportable Lautsprecheranlage aufgebaut werden muß, wenn sie alle Anforderungen erfüllen soll.

Für Beschallungen unter einfachen Verhältnissen genügen ein Mikrofon, ein Leistungsverstärker und die erforderlichen Lautsprecher. Eine Sicherheit für die Durchführung einer Übertragung ohne Unterbrechung auch bei Ausfall eines Anlagenteiles ist damit allerdings nicht gegeben. Wie die Untersuchung vieler Störungen ergab, fallen in der Regel nur Verstärker aus, also Anlagenteile mit Röhren. Störungen an Lautsprechern und Verbindungsleitungen lassen sich bei sorgfältiger Behandlung und richtigem Transport durch ständiges Überprüfen sowie sachgemäße Pflege der Anlage vermeiden. Um diesen erkannten Fehlerquellen vor-

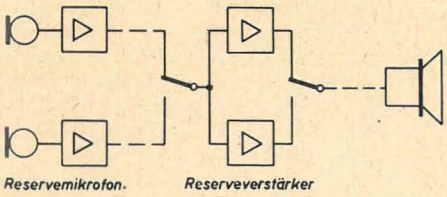


Bild 1: Einfache Beschallungsanlage mit je einem Reservemikrofon und -verstärker

zubeugen, baut man bei wichtigen Übertragungen mindestens zwei Mikrofone einschließlich der notwendigen Vorverstärker auf. Außerdem hat es sich als zweckmäßig erwiesen, die entsprechende Zahl der Reserveleistungsverstärker vorzuheizen, um sie bei auftretenden Störungen sofort einsetzen zu können. Die einfachste Form eines konstruierten Beispieles zeigt Bild 1. Hierbei sind zwei Mikrofone mit eigenen Leitungen bis zum Verstärker vorgesehen. Das Verlegen zweier Mikrofonleitungen wird gern in Kauf genommen, weil sich dadurch eventuell auftretende Leitungsunterbrechungen zum ersten Mikrofon beheben lassen. Voraussetzung ist dabei, daß beide Leitungen auf verschiedenen Wegen zur Zentrale geführt sind, weil Leitungsstörungen oft durch äußere Einflüsse infolge Beschädigung entstehen. Die für diese Umschaltung erforderlichen Schalter können einpolig sein. In der Regel sind alle Eingänge und Ausgänge unsymmetrisch, das heißt einpolig mit Masse oder Schirm als Rückleitung ausgeführt.

Sind mehrere Kraftverstärker und Lautsprecherkreise eingesetzt und geschaltet, empfiehlt sich die Verwendung eines Ausgangsschaltfeldes nach Bild 3. Wie aus Bild 3 ersichtlich, enden die Verstärkerausgänge jeweils an den waagerechten Schaltreihen, während die Lautsprecherkreise an den senkrechten Reihen ange-

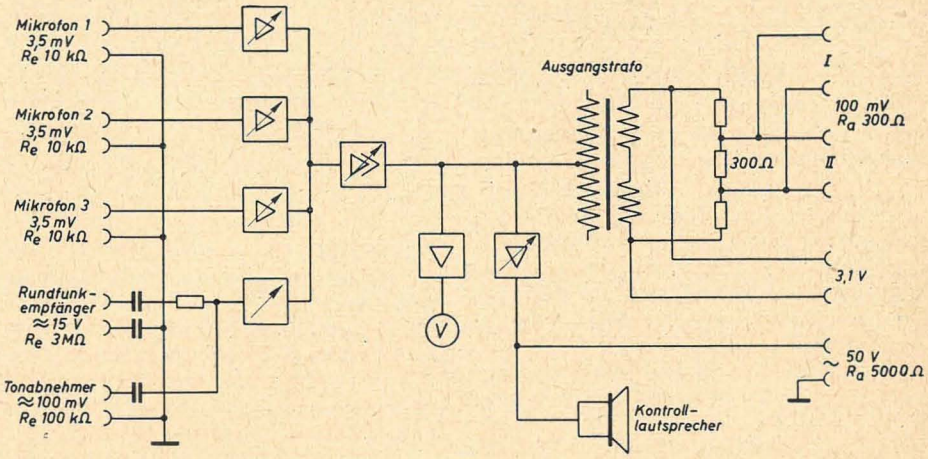


Bild 2: Prinzipschaltbild eines Regiekoffers für transportable Beschallungsanlagen

Bei größeren Anlagen sind häufig mehrere Mikrofone an verschiedenen Orten aufzustellen, die wahlweise einzeln oder zusammen aufnehmen. Außerdem besteht in der Regel noch der Wunsch, Schallplattenmusik oder Rundfunksendungen zu übertragen. Für solche Fälle hat sich ein Regiekoffer nach Bild 2 als zweckmäßig erwiesen. Die Empfindlichkeit der drei Mikrofoneingänge ist ausreichend, um alle Leitungsverluste, selbst die langer Verbindungen, auszugleichen. Für die Musikübertragung (Schallplatte und Rundfunk) steht ein gemeinsamer Eingang ohne Verstärkerstufe mit den notwendigen Anpassungsgliedern zur Verfügung. Beide Tonquellen können ohne Störung parallel anliegen und mit dem eigenen Lautstärkeregler eingeblendet werden. Alle vier Koffereingänge sind regelbar und lassen sich beliebig miteinander mischen (überblenden). Ein anschließender Summenregler faßt alle Eingänge zusammen. Danach wird die Tonspannung einem zweistufigen Verstärker zugeführt, an dessen Ausgang ein Aussteuerinstrument, ein Abhörlautsprecher und der Ausgangstrafo liegen. Bestimmend für die Schaltung dieses Regiekoffers war die Hauptforderung, daß der Ausgang für die genormten Werte von 600 Ω und 3,1 V (1,55 V) festgelegt ist. Die hohe Tonspannung ist zur Übertragung der Aufnahme über kilometerlange Kabelleitungen notwendig. Alle örtlich betriebenen Leistungsverstärker werden an die zwei parallel geschalteten 100-mV-Ausgänge angeschlossen, wobei die Spannung über einen Spannungsteiler abgenommen wird.

schlossen sind. In dem gezeigten Beispiel sind vier Verstärker, einer davon als Reserve, und drei Lautsprecherkreise angeschaltet. Das Ausgangsschaltfeld läßt sich natürlich den Bedürfnissen entsprechend nach jeder Seite hin erweitern. Die Verdrahtung eines Kreuzschaltfeldes und die Herstellung der Verbindung mit Hilfe der vierpoligen Stecker veranschaulicht Bild 4. Mit einem Kontrollautsprecher, dem ein gedämpfter Spannungsmesser (durch einen Kondensator hoher Kapazität) parallel geschaltet sein kann, werden alle Verstärkerausgänge laufend überwacht. In besonders wichtigen Fällen er-

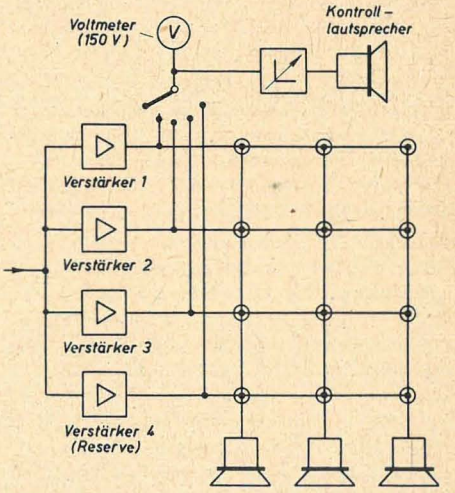


Bild 3: Beispiel eines Ausgangsschaltfeldes für vier Verstärker und drei Lautsprecherkreise

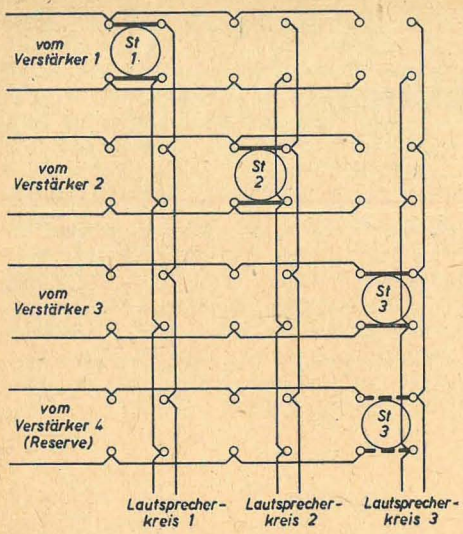


Bild 4: Verdrahtung des im Bild 3 gezeigten Ausgangsschaltfeldes

hält jeder Verstärkerausgang ein kleines Instrument zur Anzeige der Ausgangsspannung. Der Stufenschalter schaltet dann nur den Kontrollautsprecher an die einzelnen Ausgänge. Fällt infolge Störung ein Verstärker aus, wird mit Hilfe des Kreuzschaltfeldes der bisher angeschlossene Lautsprecherkreis einfach auf den Reserveverstärker umgesteckt. Der im Bild 4 eingezeichnete Stecker 3 wird in dem Falle herausgezogen und in das darunterliegende Feld gesteckt. Bei regelmäßig durchgeführter Kontrolle wirkt sich der Verstärkerausfall für den Hörerkreis nur ganz kurzzeitig aus. Steht kein Reserveverstärker mehr zur Verfügung, kann der Lautsprecherkreis des ausgefallenen Verstärkers im Notfall mit Hilfe des gleichen Kreuzschaltfeldes schnell mit einem anderen Kreis verbunden werden. Bei Klemmenverbindungen würde diese Maßnahme mindestens die vierfache Zeit beanspruchen. Die Lautstärkeverluste in beiden zusammengeschalteten Lautsprecherkreisen lassen sich meist fast vollkommen ausgleichen. In den seltensten Fällen sind die Verstärker voll ausgesteuert. Eine Gefahr bedeuten hierbei nur die infolge der Unteranpassung auftretenden Verzerrungen. Bei der Sprachübertragung sind sie in der Regel noch tragbar, für Musikdarbietungen ist der erhöhte Klirrfaktor jedoch bereits störend.

Von den vielen Behelfsmöglichkeiten können im Rahmen dieser Ausführungen naturgemäß nur einige Beispiele herausgegriffen werden. Die hier gegebenen Anregungen sind selbstverständlich immer den jeweiligen Verhältnissen anzupassen.

Besondere Beachtung erfordert die Stromversorgung der transportablen Beschallungsanlagen. Nicht immer stehen 220 V Wechselspannung zur Verfügung, und oft müssen noch starke Unterspannungen im Netz ausgeglichen werden. Nun wäre es unwirtschaftlich, alle Geräte auf die betreffende Netzspannung umzuschalten. Bei den meisten Geräten ist das gar nicht möglich, weil sie nur für 220 V ausgelegt sind. In diesem Zusammenhange ist noch zu erwähnen, daß sich größere Unterspannungen verzerrend auf die Darbietungen auswirken. Aus diesem Grunde ist es zweckmäßig, für eine volle Netzspannung von 220 V zu sorgen. Bild 5 zeigt die Schaltung eines Netzgerätes, das sich in ungezählten Einsätzen bestens bewährt hat. Alle Bauelemente dieses Netzschaltgerätes sind in einem Koffer untergebracht. Die Sammelschiene besteht aus einer Anzahl parallel geschalteter Steckdosen. Die Schmelzsicherungen im Eingang sowie die Automaten hinter dem Regeltrafo dürfen auf keinen Fall fehlen. Führen längere Verbindungskabel zum Netz, ist es immer gut, wenn bei Überlastung oder Kurzschluß die eigenen Sicherungen ansprechen bzw. durchbrennen, unangenehm dagegen, wenn die Sicherungen der Zapfstelle schmelzen. In diesem Falle muß zum Auswechseln der Sicherung oft ein weiter Weg zurückgelegt werden, der die Entstörungszeit und damit den Ausfall der Übertragungsanlage noch verlängert. Selbst bei Einsatz des vorgenannten Netzschaltgerätes ist es wichtig, die Lage der Sicherungen der Zapfstelle zu kennen.

Steht für eine transportable Anlage ein Kraftwagen zur Verfügung, besteht durch den Einbau einer Batterie (24 V) mit einem (Einanker-)Umformer 24 V = / 220 V ~ die Möglichkeit, von allen Netzsorgen unabhängig zu werden. Die entsprechende Prinzipschaltung in einpoliger Darstellung zeigt Bild 6.

Für den beweglichen Einsatz sind bisher mit bestem Erfolg dynamische Mikrofone eingesetzt worden. Wegen ihres niedrigen Ausgangswiderstandes (200 Ω) können sie bei geschirmten Leitungen in einer Entfernung bis zu mehreren hundert Metern vom Verstärker betrieben werden. Bei geringen Entfernungen genügt im Notfall auch nichtgeschirmte, aber verdrillte Leitung. Das dynamische Mikrofon, kurz Reportermikrofon genannt, ist auf Grund seiner Feuchtigkeits- und Windunempfindlichkeit besonders für den Einsatz im Freien geeignet. Es kann auf kürzeste Entfernungen besprochen werden und ermöglicht selbst in geräuscherfüllten Räumen noch gute Aufnahmen. Kristallmikrofone scheiden wegen ihrer starken Empfindlichkeit gegen Feuchtigkeit für den Einsatz im Freien aus. Beste Wiedergabe erzielt man mit Kondensatormikrofonen, die praktisch frequenzlinear arbeiten und darüber hinaus sehr rauscharm sind. Der Nachteil, daß sich der Vorverstärker in unmittelbarer Nähe der Sprechkapsel befinden muß, ist tragbar. Die damit verbundene Netzstromzuführung beeinträchtigt den Einsatz nur in geringem Maße.

Die Ausgangswiderstände der Tonquellen sind in der Regel niederohmig. Ihre Werte schwanken zwischen 200 und 1000 Ω. Wenn auch bei einer transportablen Anlage nicht eine qualitativ höchste Wiedergabe gefordert wird, so soll man doch auch hier das erzielbare Maximum anstreben. Zur Vermeidung starker Störspannungen in den Verbindungsleitungen sind deshalb alle Tonleitungen nach Möglichkeit zu schirmen. Wie bereits eingangs gesagt, werden bei diesen Anlagen die Tonquellen unsymmetrisch, das heißt einpolig mit Schirm als Rückleitung, angeschlossen. Alle Schirme müssen in unserem Fall zweckmäßig an einem Punkt der ganzen Anlage, wie Regiekoffer oder Verstärker, zusammengefaßt und dort geerdet werden.

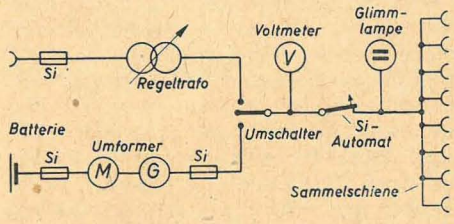


Bild 6: Schaltung einer Vollnetzstromversorgung für transportable Beschallungsanlagen in einpoliger Darstellung

Nicht immer stehen bei großen Entfernungen zwischen den Mikrofonen und der Zentrale genügend lange geschirmte Leitungen zur Verfügung. Um auch mit verdrilltem Draht eine gute, störungsfreie Übertragung zu erhalten, schließt man beide Seiten der Leitung mit einem Übertrager ab (Übersetzungsverhältnis 1 : 1). Jede Wicklung (Primär- und Sekundärseite) hat zwei völlig gleiche Spulenhälften. Die beiden Mitten der Leitungsseiten der Übertrager sind herausgeführt und über je einen Kondensator an Erde gelegt (Bild 7). Durch den Einbau des Übertragers und der notwendigen Kondensatoren werden nicht nur die einfallenden Störspannungen zum größten Teil kompensiert, auch die von der Mikrofonleitung aufgenommenen hochfrequenten Spannungen der Rundfunksender können die Übertragung nicht mehr beeinflussen. Lange Tonleitungen wirken wie Antennen. Die damit aufgenommene Hochfrequenzenergie wird — wahrscheinlich durch verschmutzte Kontakte, die hierbei wie ein elektrisches Ventil arbeiten (Detektor) — gleichgerichtet. Dieser Effekt ist an großen transportablen Übertragungsanlagen in vielen Einsätzen festgestellt worden. Während der Übertragung einer Rede konnte man den einfallenden Sender leise mithören, ohne daß überhaupt ein Empfänger angeschaltet war. Die leitungsseitig am Übertrager zugeschalteten Kondensatoren sollen eine

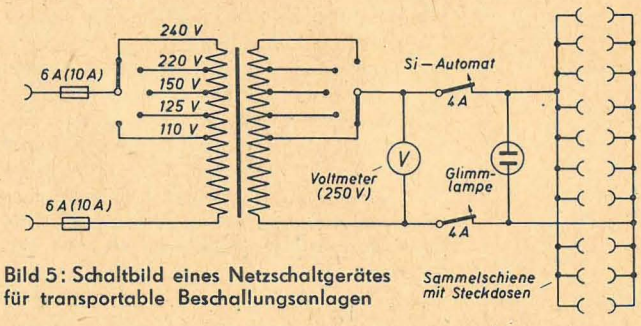


Bild 5: Schaltbild eines Netzschaltgerätes für transportable Beschallungsanlagen

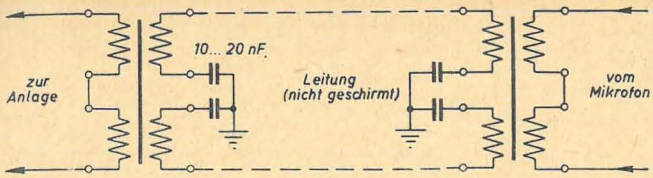


Bild 7: Entstörung einer nichtgeschirmten Mikrofonleitung

Kapazität von etwa 10 bis 20 nF haben. Größere Werte beschneiden das Frequenzband zu stark, während zu kleine Kapazitäten nicht den gewünschten Erfolg bringen. Allerdings tritt durch den Einbau der Übertrager und Kondensatoren eine zusätzliche Dämpfung ein, die aber leicht wieder ausgeglichen werden kann.

Für die Abstrahlung der Schalleistung haben sich Strahlergruppen in Form von Tonsäulen oder Schallzeilen gut bewährt. Wenn ihrer Anwendung auch Grenzen gesetzt sind, so lassen sich doch viele bisher unlösbare Beschallungsprobleme überhaupt erst mit ihrer Hilfe lösen. Bei Einsatz von Tonsäulen werden mindestens 50% der Verstärkerleistung eingespart. Die Gründe hierzu liegen in der straffen Bündelung des Schalles. Während die Abstrahlung eines Einzellautsprechers nahezu kugelförmig erfolgt, wird der Schall bei einer Strahlergruppe mit mehreren senkrecht untereinander angeordneten Lautsprechersystemen in Form einer dicken Scheibe abgestrahlt. Durch diese Bündelung kann die Beschallung auf eine bestimmte Fläche konzentriert werden. Energieverluste durch Schallabstrahlung in unerwünschte Räume treten also, im Gegensatz zu den Einzellautsprechern, bei den Tonsäulen nur im geringen Umfange auf. Ein weiterer Vorteil der Tonsäulen besteht darin, daß alle Hörer, ganz gleich, ob sie in unmittelbarer Nähe oder am Ende (etwa 100 m Entfernung) der vorbeschriebenen Schallscheibe stehen, gleich laut hören.

Entsprechend den hier nur kurz erwähnten Eigenschaften sind die Tonsäulen richtig aufzustellen und einzusetzen. Bestimmend für die Wirtschaftlichkeit ist noch der geringe Aufwand an Verbindungsleitungen gegenüber einer Beschallung mit Einzellautsprechern. Ein mittlerer Sportplatz läßt sich beispielsweise mit zwei 50-W-Tonsäulen, die in geringer Entfernung voneinander aufgestellt werden, ausreichend beschallen. Der Lautsprecher- und Kabelaufwand ist bei Einsatz von Pilzlautsprechern oder anderen Einzellautsprechern mindestens dreimal so groß. Alle hier nur angedeuteten Probleme werden Gegenstand einer späteren ausführlichen Abhandlung sein.

Für die Beschallung im Freien sind ebenfalls einige wichtige Punkte zu beachten. In jedem Falle sind die Windrichtung und -stärke bei der Planung zu berücksichtigen. Auch rückstrahlende Flächen (Echo-Nachhall) in Form von Häusern oder Baumreihen werden mitunter die Standorte der Tonsäulen mitbestimmen, zumindest aber beeinflussen. Selbst die Witterung wirkt sich auf die Beschallung aus. Starker Schneefall dämpft zum Beispiel den Schall. Um allen Widerständen erfolgreich begegnen zu können, ist zweckmäßig eine genügende Kraftreserve der Leistungsverstärker vorzusehen.

Auch die Beschallung großer geschlossener Räume bringt bekanntlich Schwierigkeiten mit sich. Einmal ist es die akustische Rückkopplung (Lautsprecher-Mikrofon) und zum anderen sind es die gegebenen festliegenden, meist zu langen Nachhallzeiten, die die Qualität der Wiedergabe stark beeinflussen (insbesondere bei Sprachwiedergabe). Erschwerend kommt noch hinzu, daß die Beschallungsprobe immer in einem unbesetzten Raume stattfindet. Dadurch ist niemals eine richtige Beurteilung der Raumakustik sowie der eingestellten Lautstärke möglich. Alle diese angeführten akustischen Probleme sind mit Schallzeilen in etwa zu beherrschen. Als wichtiger Hinweis sei gesagt, daß dort, wo mehrere Tonsäulen oder Schallzeilen eingesetzt sind, auf das gleichphasige Arbeiten aller Einheiten zu achten ist. Im anderen Falle entstehen an den Überlappungsstellen nahezu tote Zonen.

Zur Gesamtausrüstung einer transportablen Anlage gehören noch Hüllen für die Tonsäulen zum Schutz gegen Regenwetter. Bei Schneetreiben erwiesen sich leichte (weiße) Hüllen aus porösem Gewebe als sehr vorteilhaft. Das Ansetzen von Schnee an den Schallaustrittsöffnungen wird dadurch verhindert. Die Hülle selbst dämpft den Schall nur in ganz geringem Maße. Wichtig ist noch die geordnete Aufbewahrung und der einwandfreie Transport des Leitungsmaterials. Ob die vielen erforderlichen Kabelleitungen dabei auf Trommeln oder Handwinden aufgewickelt werden, bleibt jedem selbst überlassen.

Ing. FRITZ KUNZE

Symbole für Röhrenkapazitäten

1. Fortsetzung

$c_{aII/aT}$: Kapazität zwischen der Anode einer Hexode oder Heptode und der Anode einer Triode. Alle anderen Elektroden und Abschirmungen werden geerdet.

$c_{aII/gT}$: Kapazität zwischen der Anode einer Hexode oder Heptode und dem Steuergitter einer Triode. Alle anderen Elektroden und Abschirmungen werden geerdet.

$c_{aII/gT+g3H}$: Kapazität zwischen der Anode einer Hexode oder Heptode und dem Steuergitter einer Triode, das mit dem Gitter 3 der Hexode (Heptode) verbunden ist. Alle anderen Elektroden und Abschirmungen werden geerdet.

$c_{aP/aT}$: Kapazität zwischen der Anode eines Pentodensystems und der Anode eines Triodensystems innerhalb eines Röhrenkolbens. Alle anderen Elektroden und Abschirmungen werden geerdet.

c_{dI}, c_{dII}: Eingangskapazität einer Diode. Kapazität zwischen der Diodenanode und allen anderen Elektroden und Abschirmungen.

$c_{dI/kI}$, $c_{dI/k}$: Kapazität zwischen Diodenanode und der zugehörigen Katode. Alle anderen Elektroden sind geerdet.

$c_{dII/kI}$, $c_{dIII/kI}$: Kapazität zwischen Diodenanode II bzw. III und der Hauptkatode.

c_e: Eingangskapazität. Kapazität zwischen Gitter 1 und allen anderen Elektroden und Abschirmungen, mit Ausnahme der Anode. Die Anode wird geerdet.

Es ist bei einer Pentode also $c_e \approx c_{g1/k} + c_{g1/g2} + c_{g1/g3} + c_{g1/f} + c_{g1/s} (+ c_{g1/m})$.

Bei Doppelsteuerröhren (Hexoden, Heptoden usw.) sind zwei Steuergitter vorhanden. Um hier die Eingangskapazität der beiden Steuergitter auseinanderzuhalten, bezeichnet man die Eingangskapazität des ersten Steuergitters mit c_{g1}, die des zweiten Steuergitters mit c_{g3} (wenn g3 das zweite Steuergitter ist) bzw. mit c_{g4} (wenn g4 das zweite Steuergitter ist).

Ist die Röhre in Betrieb, wird die Eingangskapazität noch durch die parallel liegende Raumladungskapazität c_r vergrößert. Es ist $c_e' = c_e + c_r$.

$c_{f/k}$: Kapazität zwischen Heizfaden und Katode. Alle anderen Elektroden und Abschirmungen werden geerdet.

$c_{g/kII}$: Kapazität zwischen dem Steuergitter eines Triodensystems und einer zweiten Katode (zum Beispiel Diodenkatode) im Röhrenkolben.

$c_{gI/a}$ **(bei Trioden $c_{g/a}$)**: Gitter-Anoden-Kapazität. Kapazität zwischen Steuergitter und Anode. Alle anderen Elektroden und Abschirmungen werden geerdet.

$c_{g/dI}$: Kapazität zwischen dem Steuergitter eines Triodensystems und einer Diodenanode. Entsprechend $c_{g/dII}$, $c_{g/dIII}$.

c_{g1} **(bei Trioden $c_{g/f}$)**: Kapazität zwischen Steuergitter und Heizfaden. Alle anderen Elektroden und Abschirmungen werden geerdet.

$c_{gI/g2}$: Kapazität zwischen Gitter 1 und Gitter 2. Alle anderen Elektroden und Abschirmungen werden geerdet. Entsprechend auch $c_{g1/g3}$, $c_{g2/g3}$ usw.

$c_{gI/k}$ **(bei Trioden $c_{g/k}$)**: Kapazität zwischen dem Steuergitter und der Katode. Alle anderen Elektroden und Abschirmungen, die nicht im Inneren der Röhre mit Katode verbunden sind, werden geerdet.

$c_{gII/aT}$: Kapazität zwischen dem Steuergitter eines Hexoden-(Heptoden-)Systems und der Anode eines Triodensystems. Alle anderen Elektroden werden geerdet.

Wird fortgesetzt

Erfahrungsaustausch

Rundfunkgerätebauteile

(Siehe DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, H. 10 (1953) S. 320)

Bei unseren Bandfiltern bzw. bei allen abstimmbaren Spulen verwenden wir ein Bakelitspritzgewinde, wie es vom VEB Hochfrequenzwerkstätten Meuselwitz (Thür.) hergestellt wird. Mit dieser Art der Kernfestlegung machten wir die besten Erfahrungen. Ein nachträgliches Verlacken oder sonstiges Festlegen ist nicht erforderlich.

Es ist verwunderlich, daß die anderen Werke noch nicht dazu übergegangen sind, sich diese so ausgezeichnete Lösung der Befestigung des Kernes im Spulenkörper nutzbar zu machen.

Bezüglich der Wellenschalter nach der Konstruktion von Philips ist zu sagen, daß diese sich bewährt haben. Ist aber das Federnmaterial schlecht, führt es natürlich auch bei diesem Schalter zu mangelhafter Kontaktgabe.

Die Röhrenfassungen für die Miniaturröhren des VEB Elektro- und Radiozubehör Dorfhain gaben bei der Fabrikation zu großen Beanstandungen Anlaß. Auch hier ist wieder mangelhaftes Ausgangsmaterial für die Federn schuld an dem Versagen der Fassungen.

So verursacht auch die Qualität der Papierkondensatoren sowie der Rohrkondensatoren ein häufiges Aussetzen der Geräte. Bei den Kondensatoren wurden folgende generelle Fehler festgestellt:

1. daß die Anschlußdrähte bei der geringsten Zugbelastung herausgerissen werden können;
2. daß der Kondensator plötzlich für kurze Zeit seine Kapazität verliert und beim Betätigen des Netzschalters oder Lautstärkereglers durch den entstehenden Spannungsstoß wieder seine Kapazität erhält.

Diese Erscheinung ist allen von den an und für sich ausgezeichneten Styroflexkondensatoren unliebsam bekannt, die zum größten Teil aus der Empfängerproduktion, hauptsächlich an den Stellen, an denen keine Spannung am Kondensator liegt, verschwunden sind.

Bei dem von uns hergestellten Gerät „Oberhof" mußten wir denselben Fehler auch bei normalen Papierkondensatoren feststellen. Der Ausfall des 0,1-μF-Kondensators in der Gitterleitung der UEL 51 bewirkte, daß das Gerät zu brummen anfing und der Empfang aussetzte. Der Ausfall des Gerätes wird hier eindeutig dadurch hervorgerufen, daß der 0,1-μF-Kondensator seine Kapazität verliert.

Diese Fehler der Kondensatoren nahmen so große Ausmaße an, daß das Kondensatorenwerk Gera in einem Rundschreiben vom 25. 9. 1953 alle gerätebauenden Firmen aufforderte, nur noch dämpfungsarme Kondensatoren zu verwenden, da bei den anderen Kondensatoren, sofern eine kleinere Spannung als 4 V anliegt, nicht mit unbedingter Kontaktsicherheit gerechnet werden kann.

Wir hatten uns gleich beim Auftreten des Fehlers im Gerät „Oberhof" durch die Kontaktunsicherheit des 0,1-μF-Kondensators mit dem Kondensatorenwerk Gera in Verbindung gesetzt und erhielten von dort dämpfungsarme Kondensatoren, die kontaktsicher sein sollten. Leider mußten wir feststellen, daß auch diese als „kontaktsicher" bezeichneten Kondensatoren wieder zu den größten Beanstandungen bezüglich der Kontaktsicherheit Anlaß gaben. Auf Grund einer neuerlichen energischen Beschwerde unsererseits wurde die Technologie dämpfungsarmer Kondensatoren geändert, so daß die Kondensatoren mit dem Herstellungsdatum ab Oktober 1953 nach unseren bisherigen Erfahrungen als kontaktsicher anzusehen sind.

VEB Stern-Radio Sonneberg

Schutzwiderstand der UY 11

(Siehe DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, H. 10 (1953) S. 320)

In den „Technischen Daten für Konstrukteure", herausgegeben vom Zentral-Laboratorium für Empfängerröhren der RFT vom 1. 3. 1952, ist für die Röhre UY 11 bei einer Wechselspannung bis 250 V und einem Ladekondensator bis 32 μF ein Schutzwiderstand von 20 Ω vorgesehen, Daß die angegebenen 20 Ω kein Druckfehler sind, ist daraus zu ersehen, daß für einen Ladekondensator von 16 μF überhaupt kein Schutzwiderstand vorgesehen ist und für einen Ladekondensator bis zu 60 μF ein Schutzwiderstand von 50 Ω Verwendung finden soll. Die nach dieser Vorschrift gebauten Mustergeräte zeigten keine nachteiligen Erscheinungen, doch stellten sich dann bei der Serienfertigung sehr große Ausfälle der UY 11 ein.

Wir legten von uns aus sofort den Schutzwiderstand auf 70 Ω fest und nahmen mit dem Hersteller der Röhre, dem Röhrenwerk Neuhaus, in der Frage der Ausfälle Verbindung auf. Von dort erfuhren wir, daß dieses Werk Schwierigkeiten mit dem Katodenmaterial hat, so daß unter keinen Umständen der in den „Daten für Konstrukteure" angegebene 20-Ω-Widerstand verwendet werden darf.

Da auch trotz des erhöhten Schutzwiderstandes noch ein großer Prozentsatz an Geräten durch „Spratzen" der UY 11 ausfiel, haben wir dann den Schutzwiderstand auf 180 Ω und den Ladekondensator von 32 μF in 16 μF geändert. Erst nach dieser Maßnahme waren die Ausfälle der UY 11 auf einen verhältnismäßig geringen Prozentsatz zurückgegangen.

Aus diesen Ausführungen mögen Sie ersehen, daß der Wert von 20 Ω nicht willkürlich gewählt wurde und der Ausfall der UY 11 trotz des erhöhten Schutzwiderstandes auf nicht geeignetes Ausgangsmaterial in der Röhrenherstellung zurückzuführen ist. Vom Zentral-Laboratorium für Empfängerröhren wurde bis heute das Datenblatt für die UY 11 noch nicht berichtigt.

Bei dieser Gelegenheit muß noch einmal darauf hingewiesen werden, daß die hohen Ausfälle der Gleichrichterröhren zusätzlich noch dadurch hervorgerufen werden, daß die Empfänger mit Unterspannung betrieben werden. Dadurch wird die Katode überlastet und das erwähnte „Spratzen" tritt ein.

Die in den Vorkriegsgeräten verwendeten Eisen-Urdox-Widerstände, die den Heizstrom bei Unter- und Überspanuung konstant hielten und dadurch das Gerät sehr betriebssicher machten, können trotz wiederholter Bemühungen der Werke aus Rohstoffgründen nicht hergestellt werden. Weil ein relativ einfaches Schaltelement wie dieser Eisen-Urdox-Widerstand nicht vorhanden ist, wird der Volkswirtschaft ein sehr großer Schaden zugefügt, einmal durch Verärgerung der Käuferschaft und zum anderen durch zusätzliche Reparaturen sowie durch die Ersatzpflicht der Röhrenwerke.

VEB Stern-Radio Sonneberg

Auf unsere Nachfrage bezüglich der Eisen-Urdox-Widerstände beim Ministerium für Maschinenbau, Bereich Allgemeiner Maschinenbau, HV Radio- und Fernmeldetechnik, erfuhren wir, daß die Herstellung von Eisen-Urdox-Widerständen für das Planjahr 1954 vorgesehen ist. Bisher stand der für diese Fabrikation erforderliche Werkstoff „Reinsteisen", der einen hohen Reinheitsgrad und einen entsprechenden Leitwert haben muß, nicht zur Verfügung und war auch durch Importe nicht zu beschaffen. Die Entwicklungsarbeiten mit einheimischen Rohstoffen erlauben nun, die Produktion der Eisen-Urdox-Widerstände im Jahre 1954 aufzunehmen.

Die Redaktion

Schaltungsverbesserung des Supers „Sonneberg" 65/52 W

(Siehe DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, H. 7 (1953) S. 216)

Bezüglich des Beitrages „Schaltungsverbesserung des Supers Sonneberg 65/52 W" von Herrn Flemming aus Potsdam können wir Ihnen mitteilen, daß nicht allein auf diesen Vorschlag hin, sondern auch auf Grund der eigenen Untersuchung im Werk und anderer eingegangener Hinweise das „Blubbern" in dem ehemaligen Wechselstromgerät beseitigt und von Stern-Radio Sonneberg seinerzeit sofort der Siebkondensator von 0,1 μF durch einen solchen von 0,25 μF ersetzt wurde.

Dies wurde einmal in der Serienproduktion selbst durchgeführt und zum anderen erhielten sämtliche Vertragswerkstätten durch Rundschreiben Anweisung, bei mit „Blubbern" behafteten Geräten diesen Kondensatorenaustausch vorzunehmen.

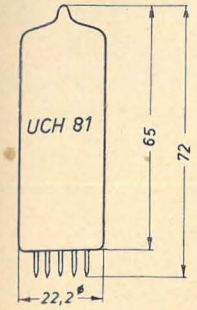
Nach Auskunft des VEB Stern-Radio Sonneberg sind seitdem keine Beanstandungen in dieser Richtung mehr zu verzeichnen.

Ministerium für Maschinenbau
Bereich Allgemeiner Maschinenbau
HV Radio- und Fernmeldetechnik
Technische Leitung

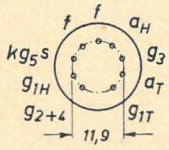
RÖHRENINFORMATION

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze

UCH 81



Maximale Kolbenabmessungen



Anschluß der Sockelstifte, von unten gegen die Stifte gesehen

Verwendung

Die UCH 81 wird in Allstromempfängern verwendet. Bei AM als multiplikative Mischröhre (g3H mit g1T verbinden!); bei FM arbeitet die Triode als selbstschwingende additive Mischröhre, die Heptode als zusätzlicher ZF-Verstärker. Die Triode kann auch zur NF-Verstärkung mit RC-Kopplung, die Heptode zur UHF-Vorverstärkung benutzt werden.

Herstellerfirmen

VEB Werk für Fernmeldewesen, VEB Funkwerk Erfurt.

Aufbau

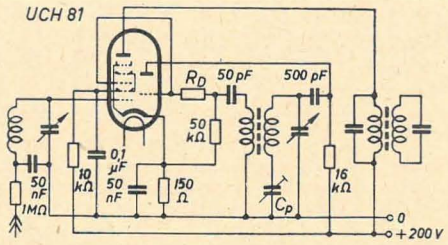
Miniatur-Verbundröhre Triode + Heptode mit neun Stiften. Gitter 3 der Heptode und Gitter 1 der Triode sind getrennt herausgeführt. Die UCH 81 entspricht in ihrem Aufbau, mit Ausnahme des Heizfadens, völlig der ECH 81[1]).

Heizung

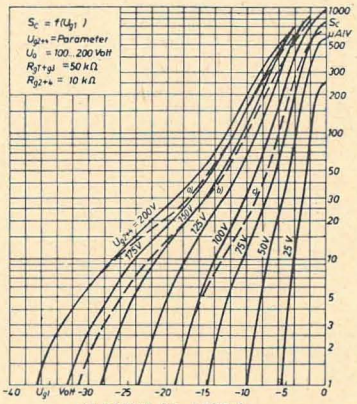
Indirekt geheizte Oxydkatode, Serienheizung.

Heizspannung ..	U_f	19	V
Heizstrom	I_f	0,1	A

[1]) Röhreninformation ECH 81 siehe DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, H. 4 (1953) S. 119.



↑ Schaltung als multiplikative Mischröhre

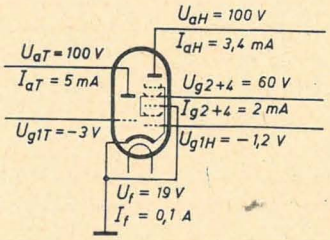


→ Mischsteilheit in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

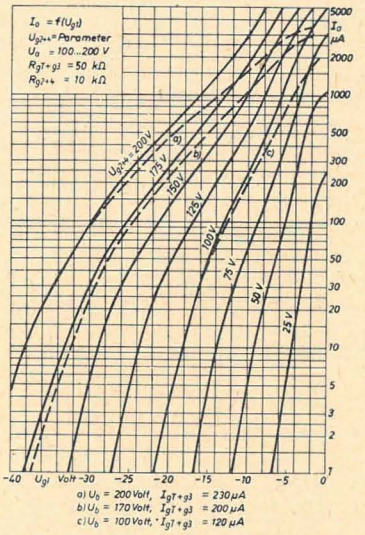
Meßwerte

Triodensystem

Anodenspannung ...	U_a	100	100	V
Gittervorspannung	U_{g1}	0	—3	V
Anodenstrom.....	I_a	13,5	5	mA
Steilheit	S	3,7	2	mA/V
Durchgriff	D	4,55	4,55	%
Verstärkungsfaktor	µ	22	22	
Innenwiderstand....	R_i	6	11	kΩ



Meßschaltung ↑



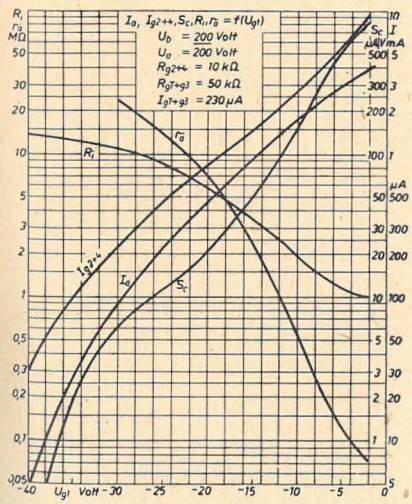
→ Anodenstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

UCH 81 als multiplikative Mischröhre geschaltet, g3 mit g1T verbunden, Heptodensystem als Mischröhre

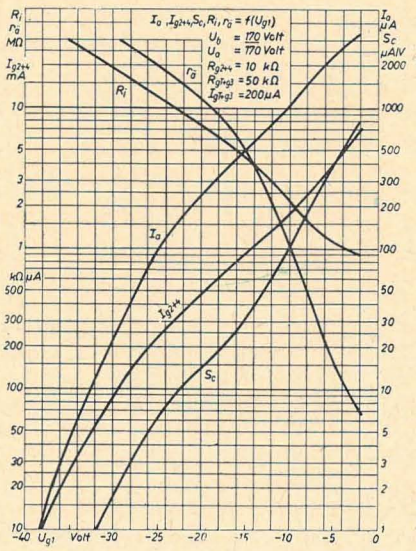
Heptodensystem

Die Meßwerte entsprechen den Betriebswerten als HF-(ZF-)Verstärker.

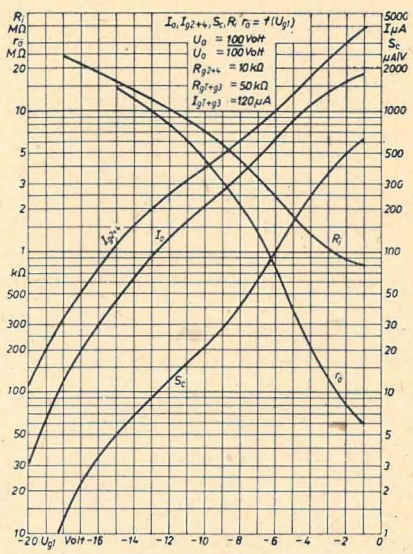
UCH 81 als multiplikative Mischröhre geschaltet, g3 mit g1T verbunden, Heptodensystem als Mischröhre, I_a, I_{g2+4}, S_c, R_i, $r_{ä} = f(U_{g1})$



U_b = 200 V



U_b = 170 V



U_b = 100 V

Betriebswerte

Als multiplikative Mischröhre verwendet (g3 mit g1T verbunden)

Triodensystem als Oszillator,
bei mittlerer Kreisgüte

U_b	200	170	100	V
R_a	16	16	16	kΩ
U_a	120	100	63	V
I_a	5	4,35	2,3	mA
S_{eff}	0,5	0,58	0,53	mA/V
S_o	4	3,7	2,7	mA/V
R_{g1T+g3}	50	50	50	kΩ
I_{g1T+g3}	230	200	120	μA
$U_{osz\,eff}$	10	8,5	5	V

Zur Konstanthaltung der Amplitude im Kurzwellengebiet ist ein zusätzlicher Dämpfungswiderstand zweckmäßig.

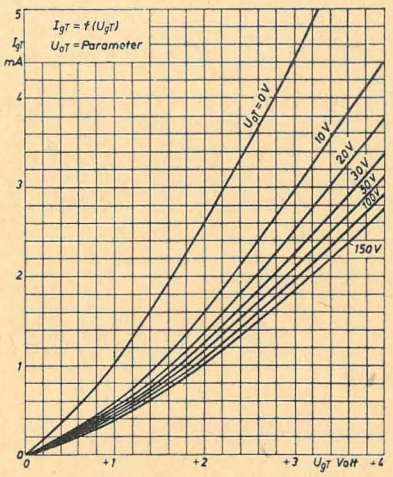
Im UKW-Gebiet benutzt man das Triodensystem besser additiv als selbstschwingende Mischröhre.

Heptodensystem als Mischröhre, gleitende Schirmgitterspannung über Schirmgittervorwiderstand der UCH 81

Betriebsspannung	U_b	200		V
Anodenspannung	U_a	200		V
Schirmgittervorwiderstand	R_{g2+4}	10		kΩ
Gitterwiderstand	R_{g3+g1T}	50		kΩ
Katodenwiderstand	R_k	150		Ω
Gitterstrom ..	I_{g3+g1T}	230		μA
Oszillatorwechselspannung .	$U_{osz\,eff}$	10		V
Oszillatorgleichspannung ...	$I_{g3} \times R_{g3}$	—11,5		V
Regelbereich ..		1 : 100		
Gittervorspannung	U_{g1}	—2,5	—28	V
Schirmgitterspannung	U_{g2+4}	119		V
Anodenstrom .	I_a	3,7		mA
Schirmgitterstrom	I_{g2+4}	8,1		mA
Mischsteilheit	S_c	775	7,75	μA/V
Innenwiderstand	R_i	1	>3	MΩ
Äquivalenter Rauschwiderstand	rä	75		kΩ

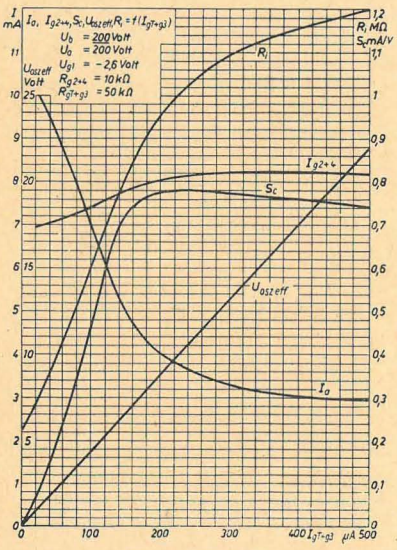
U_b	170	100		V
U_a	170	100		V
R_{g2+4}	10	10		kΩ
R_{g3+g1T}	50	50		kΩ
R_k	150	150		Ω
I_{g3+g1T}	200	120		μA
$U_{osz\,eff}$	8,7	5,2		V
$I_{g3} \times R_{g3}$	—10	—6		V
Regelbereich	1 : 100		1 : 100	
U_{g1}	—2,2	—24	—1,2	14,5	V
U_{g2+4}	100		63		V
I_a	3,2		1,7		mA
I_{g2+4}	6,8		3,7		mA
S_c	750	7,5	620	6,2	μA/V
R_i	0,9	>3	0,8	>3	MΩ
rä	70		62		kΩ

Triodensystem, positiver Gitterspannungsbereich

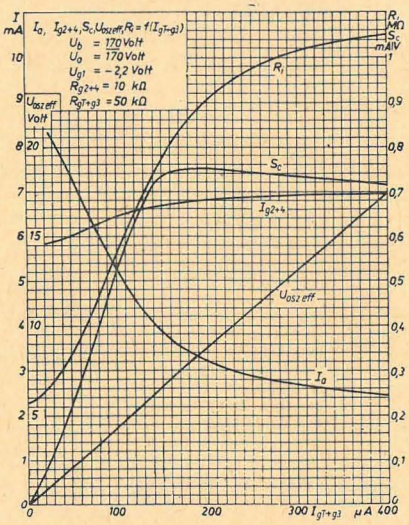


Anodenstrom, Schirmgitterstrom, Mischsteilheit, Oszillatorspannung, Innnenwiderstand in Abhängigkeit vom Gitterstrom

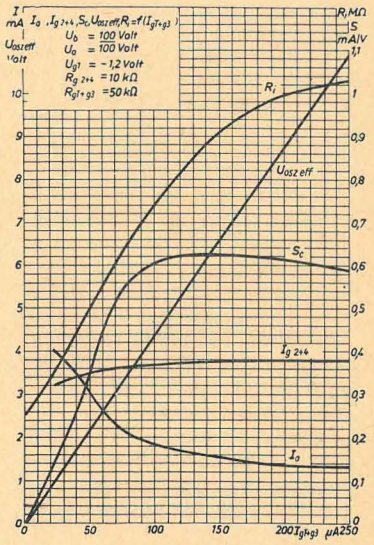
Heptodensystem als Mischröhre



$U_b = 200$ V

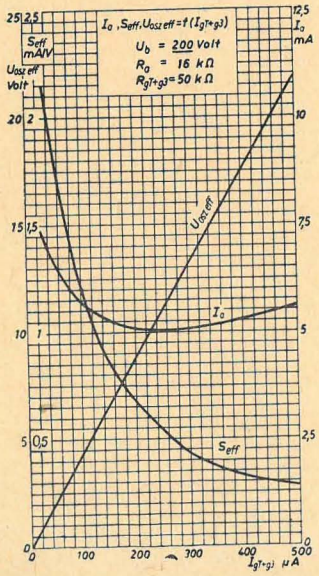


$U_b = 170$ V

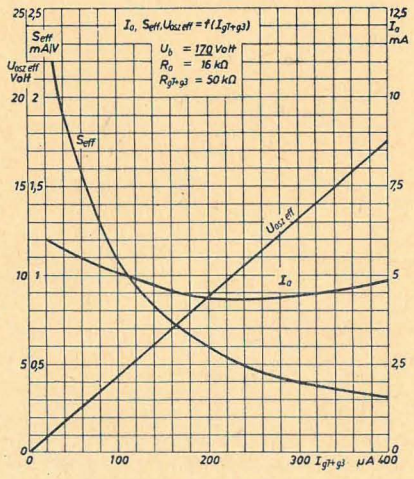


$U_b = 100$ V

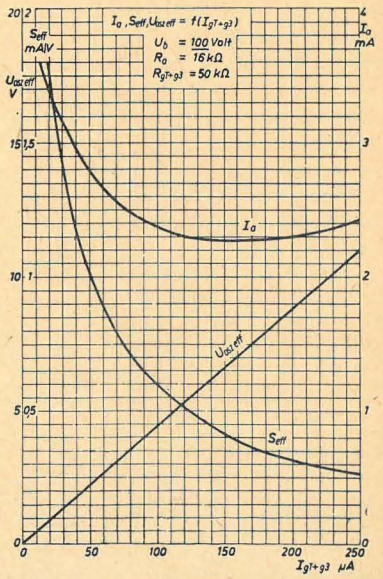
Triodensystem als Oszillator. Anodenstrom, Oszillatorspannung, eff. Steilheit in Abhängigkeit vom Gitterstrom



$U_b = 200$ V



$U_b = 170$ V



$U_b = 100$ V

A. Hörrundfunk

Von Dipl.-Ing. ALEXANDER RASCHKOWITSCH

16. Fortsetzung

Die schädliche Kapazität C_{s2} besteht aus der Gitter-Katoden-Kapazität der Röhre 2, der Schaltkapazität des Gitterkreises und einer zusätzlichen, durch die Anodenrückwirkung der Röhre 2 bedingten Kapazität, die meist vernachlässigbar klein ist. Die schädlichen Kapazitäten müssen so gering wie möglich gehalten werden, so daß sich ihr Einfluß erst bei den hohen Frequenzen bemerkbar macht, für die der Kopplungskondensator praktisch wie ein Kurzschluß wirkt. Man kann für diese Frequenzen die schädlichen Kapazitäten C_{s1} und C_{s2} zu C_s zusammenfassen (vgl. Bild 220b):

$$C_s = C_{s1} + C_{s2}. \qquad (50)$$

Diese Kapazität läßt sich durch Messen bestimmen und liegt in der Größenordnung von 25 bis 50 pF.

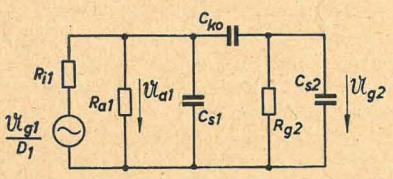


Bild 219: Ersatzschaltbild einer RC-Verstärkerstufe

Die Untersuchung der Frequenzabhängigkeit wird am zweckmäßigsten bei tiefen, hohen und mittleren Frequenzen vorgenommen, da sich für diese Frequenzen übersichtliche Zusammenhänge ergeben.

Bei tiefen Frequenzen (f_t) kann der Einfluß der schädlichen Kapazitäten offensichtlich vernachlässigt werden. Man erhält für tiefe Frequenzen die im Bild 220a dargestellte Ersatzschaltung. Parallel zu R_{i1} und R_{a1} liegt der Hochpaß, bestehend aus C_{k0} und R_{g2}. Bei konstanter Anodenwechselspannung und konstantem Anodenwechselstrom wird mit abnehmender Signalfrequenz der Spannungsabfall an R_{g2} immer kleiner, da der Blindwiderstand des Kopplungskondensators anwächst, während der Widerstand R_{g2} konstant bleibt. Es werden daher die tiefen Frequenzen durch die frequenzabhängige Spannungsteilung und somit auch bei der Verstärkung benachteiligt. Durch Vergrößern der Kopplungskapazität und des Gitterableitwiderstandes kann man eine Verbesserung der Übertragung tiefer Frequenzen erzielen, allerdings ist dieser Vorgang dadurch begrenzt, daß für den Gitterableitwiderstand die angegebenen zulässigen Höchstwerte nicht überschritten werden dürfen, während die Vergrößerung der Kopplungskapazität durch die Einschwingzeit der Spannungsteilerschaltung, die nicht zu hoch werden darf, bestimmt ist. Die üblichen Werte sind: $C_{k0} = 0{,}01$ bis $0{,}1\ \mu F$ und $R_{g2} = 0{,}5$ bis $1\ M\Omega$. Für die untere (tiefe) Grenzfrequenz gilt:

$$\omega_t = \frac{1}{R_g C_{k0}} \qquad (51)$$

oder

$$f_t = \frac{1}{2\pi R_g C_{k0}}. \qquad (51a)$$

R in Ω, C in F.

Diese Frequenz entspricht einer relativen Verstärkung von 0,7, das heißt, bei dieser Frequenz ist die Verstärkung auf 70% der maximalen Verstärkung zurückgegangen. Ist die tiefste zu übertragende Frequenz f_t gegeben, so kann nach Gleichung (51) die Kopplungskapazität C_{k0} berechnet werden.

Bei hohen Frequenzen, also im oberen Frequenzbereich, kann der kapazitive Widerstand von C_{k0} vernachlässigt werden. Der wirksame Anodenwiderstand R der Röhre 1 besteht aus der Parallelschaltung von R_{i1}, R_{a1}, R_{g2} und der schädlichen Kapazität C_s. Mit zunehmender Frequenz wird dadurch der für die Verstärkung maßgebende Anodenwiderstand und somit auch die Verstärkung verkleinert. Für die obere (hohe) Grenzfrequenz gilt:

$$\omega_h = \frac{1}{R C_s} \qquad (52)$$

oder

$$f_h = \frac{1}{2\pi R C_s}. \qquad (52a)$$

R in Ω, C in F.

Dabei ist unter R die Parallelschaltung von R_{i1}, R_{a1} und R_{g2} zu verstehen. Bei Trioden ist praktisch $R \approx R_{i1}$ und bei Pentoden $R \approx R_{a1}$ (siehe auch die Gleichungen (46) und (47)).

Da die schädliche Kapazität C_s nicht beliebig herabgesetzt werden kann — man denke zum Beispiel an die immer vorhandene Schaltkapazität —, so muß zur Übertragung der oberen Grenzfrequenz R praktisch verkleinert werden. Das heißt, bei Trioden ist ein möglichst kleiner Innenwiderstand und bei Pentoden ein möglichst kleiner Anodenwiderstand erwünscht. Dies bedingt jedoch, wie wir anschließend sehen werden, eine Herabsetzung der maximalen Verstärkung.

Im mittleren Frequenzbereich, der durch die Bezugsfrequenz ω_b bzw. f_b als geometrisches Mittel der oberen und unteren Grenzfrequenz, $f_b = \sqrt{f_t f_h}$, definiert ist, heben sich die Einflüsse des Kopplungskondensators und der schädlichen Kapazität gegenseitig auf, so daß als wirksamer Anodenwiderstand die Parallelschaltung von R_{i1}, R_{a1} und R_{g2} erscheint (Bild 220c). Für die mittlere Verstärkung $\mathfrak{V}_m$ gilt also:

$$\mathfrak{V}_m = SR. \qquad (53)$$

Für Trioden bzw. Pentoden geht der obige Ausdruck praktisch in Gleichung (46) bzw. (47) über.

Den typischen Frequenzgang eines RC-Verstärkers zeigt Bild 221. Im mittleren Frequenzbereich ist die Verstärkung frequenzunabhängig, sie verläuft linear. In der Nähe der oberen und unteren Grenzfrequenz entstehen lineare Verzerrungen, das heißt, diese Frequenzen werden bei der Verstärkung benachteiligt.

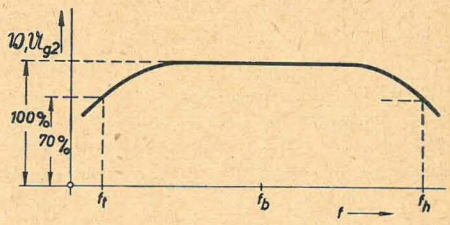


Bild 221: Der typische Frequenzgang eines RC-Verstärkers

Diese Töne erscheinen daher bei der Wiedergabe nicht so laut wie die der mittleren Frequenzen, obwohl ursprünglich alle Frequenzen gleiche Amplituden besaßen. Der Phasenwinkel der mittleren Frequenzen ist Null und erreicht bei der unteren bzw. oberen Grenzfrequenz $\pm 45°$ (vgl. Bilder 117 und 119, DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, H. 5(1953) S. 155).

RC-Verstärker sind vorteilhaft für die Verwendung als Breitbandvorverstärker geeignet, wobei nicht nur der Tonfrequenzbereich (20 bis 15000 Hz), sondern auch zum Beispiel der ganze Mittelwellenbereich (500 bis 1500 kHz) in einem aperiodischen — das heißt nicht abgestimmten HF-Verstärker — linear verstärkt werden kann. Außerdem sei auf die vorzugsweise Verwendung sehr steiler Tri-

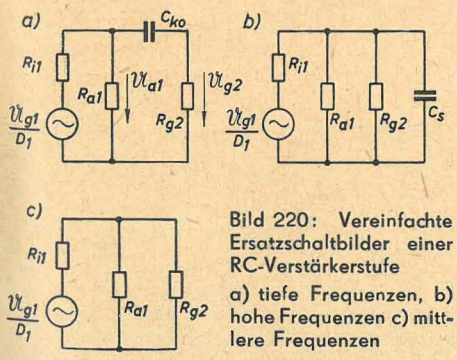


Bild 220: Vereinfachte Ersatzschaltbilder einer RC-Verstärkerstufe a) tiefe Frequenzen, b) hohe Frequenzen c) mittlere Frequenzen

oden für die Verstärkung sehr breiter Frequenzbänder hingewiesen.

Bei mehrstufigen Verstärkern sind an die einzelnen Stufen bezüglich des Verstärkungsrückganges größere Anforderungen zu stellen, da sich die Verstärkungen und somit auch die Abfälle der einzelnen Stufen multiplizieren. Der Verstärkungsrückgang auf 70% ist bei Wiedergabeverstärkern über den ganzen Verstärker zulässig und muß bei mehrstufigen Verstärkern je Stufe entsprechend kleiner sein. Bei Meßverstärkern ist diese Forderung noch schärfer. Im allgemeinen wird hier über den ganzen Frequenzbereich des Meßverstärkers nur ein Verstärkungsrückgang auf 90% zugelassen. Ist P der zulässige Gesamtverstärkungsrückgang und n die Stufenzahl des Verstärkers, so gilt für den Verstärkungsrückgang je Stufe p:

$$p = \sqrt[n]{P}. \qquad (54)$$

Damit gehen die Gleichungen (51) und (52) über in

$$\omega_t = \frac{1}{R_g C_{ko}} \cdot \frac{p}{\sqrt{1-p^2}} \qquad (55)$$

und

$$\omega_h = \frac{1}{R C_s} \cdot \frac{\sqrt{1-p^2}}{p}. \qquad (56)$$

Hieraus erhält man für $p = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707$ wieder Gleichung (51) bzw. (52).

Beispiel: Es stehen zwei Pentodensysteme der Röhre EBF 80 mit folgenden Daten zum Aufbau eines zweistufigen RC-Vorverstärkers zur Verfügung:

$$S = 2{,}2\ \text{mA/V};\ R_i = 1{,}5\ \text{M}\Omega;$$

$$\frac{1}{D} = 3300;\ R_g = 1\ \text{M}\Omega.$$

Die schädliche Kapazität C_s wird mit 50 pF angenommen. Der Frequenzbereich erstreckt sich von 20 bis 15000 Hz; der Verstärkungsrückgang an den Grenzen dieses Bereiches sei p = 0,9.

Nach Gleichung (56) berechnen wir zuerst R_{al}. Bei Pentoden kann man $R \approx R_{al}$ setzen, dann gilt:

$$R_{al} = \frac{1}{\omega_h C_s} \cdot \frac{\sqrt{1-p^2}}{p}$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-12}} \cdot \frac{\sqrt{1-(0{,}9)^2}}{0{,}9}$$

$$= 100\ \text{k}\Omega.$$

Für die maximale Verstärkung erhalten wir:

$$\mathfrak{V}_m = S R_{al} = 2{,}2\ \text{mA/V} \cdot 100\ \text{k}\Omega = 220\ \text{fach}.$$

Sie ist wesentlich niedriger als der Verstärkungsfaktor $\frac{1}{D}$.

Für die Kopplungskapazität C_{ko} gilt nach Gleichung (55):

$$C_{ko} \geq \frac{1}{\omega_t R_g} \cdot \frac{p}{\sqrt{1-p^2}}$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^6} \cdot \frac{0{,}9}{\sqrt{1-0{,}81}}$$

$$C_{ko} = 0{,}0165\ \mu\text{F}.$$

Wir wählen den handelsüblichen Wert von 20 nF.

Setzen wir in den Ausdruck für die Verstärkung im mittleren Frequenzbereich den Wert für R aus (56) ein, so gilt:

$$\mathfrak{V}_{max} = \frac{S}{C_s} \cdot \frac{\sqrt{1-p^2}}{\omega_h \cdot p}. \qquad (57)$$

Die maximale erzielbare Verstärkung $\mathfrak{V}_{max}$ bei Breitbandverstärkung ist dem Verhältnis S/C_s direkt und der oberen Grenzfrequenz ω_h umgekehrt proportional. Das heißt, daß zur Erzielung einer möglichst hohen mittleren Verstärkung nicht nur steile Röhren zu verwenden sind, sondern daß deren Elektrodenkapazitäten auch extrem klein sein müssen. Aus diesem Grunde wurden spezielle Breitbandverstärkerröhren entwickelt (zum Beispiel EF 50, AF 100, SDA 1, EF 42, EF 85 usw.). Das S/C-Verhältnis dieser Röhren liegt in der Größenordnung von 0,4 bis 0,8.

Diagramme zur Dimensionierung von RC-Verstärkern

Die in den Bildern 222 und 223 dargestellten Diagramme ermöglichen ein schnelles Ermitteln der günstigen Kopplungskapazitäten für verschiedene p-Werte. Gleichzeitig konnten auch die wirksamen Anodenwiderstände bei hohen und tiefen Frequenzen genauer berücksichtigt werden, ohne daß umfangreiche und unübersichtliche Formeln zur Anwendung kommen.

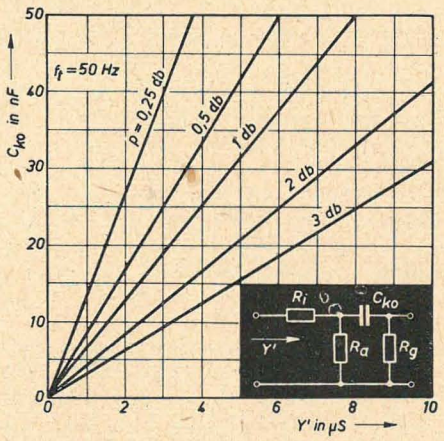


Bild 222: Diagramm zur Ermittlung des Kopplungskondensators C_{ko}

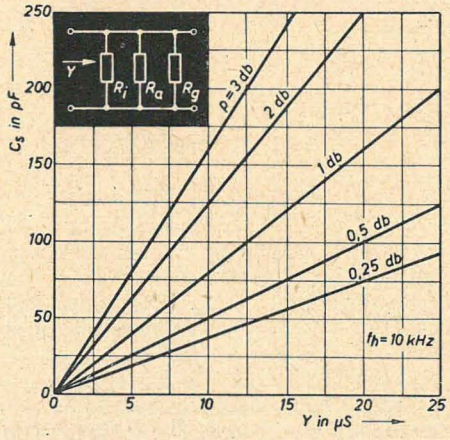


Bild 223: Diagramm zur Ermittlung der zulässigen schädlichen Kapazität C_s

Das Diagramm Bild 222 veranschaulicht die Abhängigkeit des Kopplungskondensators C_{ko} vom wirksamen Anodenleitwert Y', der die doppelte Spannungsteilung bei den tiefen Frequenzen nach Bild 219 berücksichtigt, und der sich aus der Reihenschaltung von R mit der Parallelschaltung von R_a und R_i zu

$$Y' = \frac{R_a + R_i}{R_a R_g + R_a R_i + R_g R_i} \qquad (58)$$

berechnet. Als Parameter erscheint der Verstärkungsrückgang p. Dieser ist in Dezibel[1]) (db) angegeben. Die gezeichneten Kurven gelten für eine untere Grenzfrequenz von 50 Hz. Man kann das Diagramm auch für jede beliebige untere Grenzfrequenz f_t benutzen, wenn die Kapazitätswerte jeweils mit dem Faktor $50/f_t$ multipliziert werden.

Das Diagramm Bild 223 gibt den Zusammenhang zwischen der schädlichen Kapazität und dem wirksamen Anodenleitwert Y, der sich aus der Parallelschaltung von R_i, R_a und R_g zusammensetzt, bei hohen Frequenzen an.

$$Y = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_g}; \qquad (59)$$

Als obere Grenzfrequenz sind 10000 Hz vorgesehen, p ist der Parameter. Das Diagramm gilt auch für jede beliebige obere Grenzfrequenz f_h, wenn die Kapazitätswerte mit dem Faktor $10000/f_h$ multipliziert werden.

Beispiel: Es steht das Pentodensystem der EBF 80 mit folgenden Daten zum Aufbau eines RC-Verstärkers zur Verfügung:

$$S = 2{,}2\ \text{mA/V},\ R_i = 1{,}5\ \text{M}\Omega,$$

$$D = \frac{1}{3300} \text{ und } R_g = 1\ \text{M}\Omega.$$

Die schädliche Kapazität wird mit 50 pF angenommen. Das zu übertragende Frequenzband erstreckt sich von 30 bis 10000 Hz. Der Verstärkungsrückgang an den Grenzen dieses Bereiches sei p = 0,5 db, das heißt rund 95%.

Zunächst wird R_a ermittelt, und zwar entnimmt man dem Diagramm Bild 223 für C_s = 50 pF und 0,5 db: Y = 10 µS.

Nach Gleichung (59) gilt für R_a:

$$\frac{1}{R_a} = Y - \frac{1}{R_i} - \frac{1}{R_g}.$$

Setzen wir nun für Y, R_i und R_g die bekannten Werte ein, so ist:

$$\frac{1}{R_a} = 10 - \frac{1}{1{,}5} - \frac{1}{1} = 10 - 1{,}67 = 8{,}33\ \mu\text{S}$$

oder

$$R_a = \frac{1}{8{,}33\ \mu\text{S}} = 0{,}12 \cdot 10^6 = 120\ \text{k}\Omega.$$

Für die maximale Verstärkung in der Mitte des Bandes gilt:

$$\mathfrak{V}_{max} = \frac{S}{Y} = \frac{2{,}2\ \text{mA/V}}{10\ \mu\text{S}} = 220\ \text{fach}.$$

[1]) Vgl. später unter „Die Übertragungseinheiten Neper und Dezibel".

Zur Ermittlung des Kopplungskondensators C_{ko} muß zunächst Y' bestimmt werden. Nach Gleichung (58) ist:

$$Y' = \frac{R_a + R_i}{R_a R_g + R_a R_i + R_g R_i}.$$

Setzen wir für R_a, R_i und R_g die bekannten Werte ein, so ist:

$$Y' = \frac{1{,}5 + 0{,}12}{0{,}12 \cdot 1 + 0{,}12 \cdot 1{,}5 + 1 \cdot 1{,}5}$$

$$= \frac{1{,}62}{1{,}8} = 0{,}9\ \mu S.$$

Dies entspricht nach Diagramm Bild 222 für $p = 0{,}5$ db einem Kopplungskondensator C_{ko} von 7,5 nF bei $f_t = 50$ Hz. Nun soll die untere Grenzfrequenz 30 Hz betragen. Also muß der gefundene Wert mit $\frac{50}{30} = 1{,}67$ multipliziert werden. Es gilt schließlich:

$$C_{ko} = 7{,}5 \cdot 1{,}67 = 12{,}5\ \text{nF}.$$

Die im obigen Beispiel ermittelten Werte sind etwas genauer als die nach den Gleichungen (55) und (56) im vorhergehenden Beispiel berechneten, da die wirksamen Anodenwiderstände genauer berücksichtigt wurden. Ein Vergleich mit den Ergebnissen des genannten Beispieles zeigt jedoch, daß die dort berechneten Werte mit den obigen Werten praktisch übereinstimmen. Die maximale Verstärkung ist die gleiche. R_a und C_{ko} liegen im Bereich der üblichen Toleranzen von $\pm 20\%$. Die bei den Gleichungen (55) und (56) vorgenommenen Näherungen haben also praktisch keinen nennenswerten Einfluß auf die Größe der Kopplungselemente.

Übertrager- und Drosselverstärker

Die für einen Übertragerverstärker verwendeten Transformatoren besitzen Eisenkerne, für deren Aufbau zur Verringerung von Wirbelstromverlusten lamellierte Bleche verwendet werden. Zur Verringerung der Eisenverluste (Hysteresis) kommen hochlegierte Eisenbleche oder Mu-Metallbleche zur Anwendung. Neuerdings werden auch für Tonfrequenztransformatoren Massekerne verwendet, die nur geringe Verluste bei kleinen Abmessungen haben.

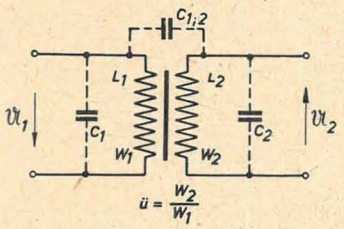


Bild 224: Eigenkapazitäten eines Übertragers

Die Kupferdrahtwicklungen der Übertrager weisen verteilte Eigenkapazitäten auf, die den Frequenzgang der Verstärkung weitgehend beeinflussen. Trotz eines geschlossenen Eisenkernes tritt auch die sogenannte Streuinduktivität auf, die mit den erwähnten Eigenkapazitäten teils gewünschte, teils jedoch unerwünschte Resonanzüberhöhungen verursacht. Das Auftreten der Streuinduktivität ist dadurch bedingt, daß nicht alle Induktionslinien der Primärwicklung die Windungen der Sekundärwicklung durchdringen, also mit ihnen verkettet sind. Ein Teil geht verloren, indem er sich nicht über das Eisen, sondern durch die Luft schließt und einen Streufluß bildet, dem eine Induktivität zugeordnet werden kann. Man bezeichnet sie daher als Streuinduktivität.

Im Bild 224 sind die Eigenkapazitäten, die in erster Näherung als eine Kapazität aufgefaßt werden können, in Einzelkapazitäten aufgeteilt. Man unterscheidet die primäre und sekundäre Wicklungskapazität (C_1 und C_2) und die Kapazität zwischen der Primär- und Sekundärwicklung ($C_{1,2}$). Letztere kann durch eine geerdete Wicklungsabschirmung auf praktisch vernachlässigbare Werte, zum Beispiel von etwa 50 pF auf 0,5 bis 0,1 pF, verringert werden. Die sekundäre Wicklungskapazität kann durch Multiplikation mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses (vgl. DEUTSCHE FUNKTECHNIK, H. 3 (1952) S. 92) auf die Primärseite umgerechnet und mit der primären Wicklungskapazität zusammengefaßt werden.

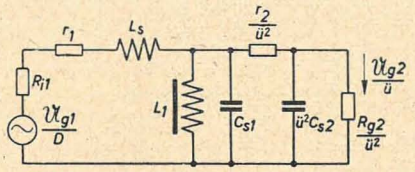


Bild 225: Ersatzschaltbild einer Verstärkerstufe mit Übertragerkopplung

Unter diesen Voraussetzungen erhalten wir die im Bild 225 dargestellte Ersatzschaltung einer Verstärkerstufe mit Übertragerkopplung. Alle Sekundärgrößen sind auf die Primärseite bezogen. In der Ersatzschaltung des Übertragers bedeuten:

r_1 Verlustwiderstand der Primärwicklung,

$\frac{r_2}{\ddot{u}^2}$ auf die Primärseite umgerechneter Verlustwiderstand der Sekundärwicklung,

C_{s1} primäre schädliche Kapazität,

$\ddot{u}^2 C_{s2}$ auf die Primärseite umgerechnete sekundäre schädliche Kapazität,

L_1 Induktivität der Primärwicklung,

L_s Streuinduktivität,

$\frac{R_{g2}}{\ddot{u}^2}$ auf die Primärseite umgerechneter Gitterableitwiderstand der Röhre 2. Dieser ist nicht immer vorhanden,

$\frac{\mathfrak{U}_{g2}}{\ddot{u}}$ auf die Primärseite umgerechnete Ausgangsspannung.

Der Einfluß der einzelnen Schaltelemente ist stark von der Frequenz abhängig.

Für die tiefen Frequenzen (f_t) kann der Einfluß der geringen Streuinduktivität und der Parallelkapazität $C_s = C_{s1} + \ddot{u}^2 C_{s2}$ vernachlässigt werden. Es entsteht praktisch eine Spannungsteilung an $R = R_{i1} + r_1$ und L_1. Für die untere Grenzfrequenz gilt bei vernachlässigbarem r_1 und für $R_{i1} \ll \frac{R_{g2}}{\ddot{u}^2}$:

$$\omega_t = \frac{R_{i1}}{L_1} \qquad (60)$$

oder

$$f_t = \frac{R_{i1}}{2\pi L_1}. \qquad (60a)$$

Bei gegebener unterer Grenzfrequenz und Röhre (R_i) kann nach Gleichung (60) die erforderliche Primärinduktivität L_1 berechnet werden. Für das Errechnen der entsprechenden Windungszahl gilt die Gleichung

$$L = w^2 A_L, \qquad (61)$$

wobei der A_L-Wert ein vom Kernmaterial und den Kernabmessungen abhängiger Faktor ist und w die Windungszahl bedeutet.

Bei höheren Frequenzen ist ωL_1 so groß, daß es praktisch keinen Einfluß ausübt. Hier macht sich jedoch die Streuinduktivität bemerkbar, so daß bei vernachlässigbaren Verlustwiderständen r_1 und $r_2/\ddot{u}^2$ eine Spannungsteilung zwischen der schädlichen Parallelkapazität C_s, der Streuinduktivität L_s und dem Röhreninnenwiderstand R_i stattfindet. Für

$$\omega L_s = \frac{1}{\omega C_s} \qquad (62)$$

ergibt sich, da meist $\ddot{u}^2 C_{s2} \gg C_{s1}$ ist, bei der Frequenz

$$\omega_s = \frac{1}{\ddot{u}\sqrt{L_s C_{s2}}} \qquad (63)$$

eine Resonanzüberhöhung. Je kleiner die Streuinduktivität, je fester also die Kopplung der beiden Übertragerwicklungen ist, desto höher wird bei gleichbleibendem C_s die Frequenz ω_s. Durch Verringern des Gitterableitwiderstandes R_{g2} können die Resonanzüberhöhungen gedämpft werden. Allerdings geht gleichzeitig auch die Verstärkung entsprechend zurück.

Den typischen Frequenzgang eines Verstärkers mit Übertragerkopplung zeigt Bild 226. Ist $L_s \approx 0$, so tritt keine merkliche Überhöhung mehr auf, und man erhält für die obere Grenzfrequenz:

$$\omega_h = \frac{1}{\ddot{u}^2 R_i C_{s2}}. \qquad (64)$$

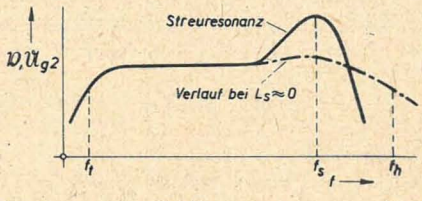


Bild 226: Der typische Frequenzgang eines Verstärkers mit Übertragerkopplung

Im Bereich der mittleren Frequenzen heben sich die kapazitiven und induktiven Einflüsse gegenseitig auf, so daß

$$\frac{\mathfrak{U}_{g1}}{D} = \frac{\mathfrak{U}_{g2}}{\ddot{u}}$$

wird. Für die Verstärkung gilt nun

$$\mathfrak{V}_m = \frac{\mathfrak{U}_{g2}}{\mathfrak{U}_{g1}} = \frac{1}{D}\ddot{u}. \qquad (65)$$

Das ist die Leerlaufverstärkung der Röhre 1/D multipliziert mit dem Übersetzungsverhältnis ü. Praktisch geht man nicht über ü = 3 : 1 hinaus, da mit steigender Windungszahl die Eigenkapazitäten und die Streuinduktivität größer werden und der Frequenzbereich dadurch beträchtlich eingeengt wird.

Verwendet man statt einer Triode eine Pentode, so liegt parallel zur Primärwicklung der Anodenwiderstand R_a. In diesem Falle gilt für die maximale Verstärkung:

$$\mathfrak{V}_m = ü \cdot S \cdot R_a'. \qquad (66)$$

Ein Übertrager wird nicht nur zur Kopplung von Verstärkerröhren (Zwischenübertrager), sondern auch als Eingangs-, Ausgangs- oder Gegentaktübertrager verwendet. Dabei gelten im Prinzip die gleichen Überlegungen wie für den Zwischenübertrager. Lediglich wird statt des Röhreninnenwiderstandes der Innenwiderstand der jeweiligen Stromquelle in die Formeln eingesetzt; beim Mikrofonübertrager zum Beispiel der Mikrofoninnenwiderstand. Übertragerkopplungen werden vorwiegend dort verwendet, wo eine Widerstandstransformation erforderlich ist, zum Beispiel zur Anpassung des niederohmigen Mikrofons an den hochohmigen Röhreneingang oder zur Anpassung des niedrigen Lautsprecherwiderstandes an den Außenwiderstand der Endröhre usw. In diesem Falle liegt das Übersetzungsverhältnis durch die erforderliche Widerstandstransformation fest (vgl. DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, H. 3(1952) S. 92).

Bei Leistungsübertragern — Ausgangsübertrager, Übertrager für Treiberstufen — muß die zu übertragende Leistung bei der Wahl des Eisenkernes berücksichtigt werden. Unter Zugrundelegung einer Induktion von maximal 5000 Gauß, eines Verstärkungsrückganges auf 70% bei der tiefsten zu übertragenden Frequenz f_t und für Dynamoblech IV gilt folgende Erfahrungsformel für das erforderliche Kerngewicht G bei der Leistung N:

$$G = 7{,}5 \frac{N}{f_t} \qquad \begin{array}{l} N \text{ in W,} \\ f \text{ in Hz,} \\ G \text{ in kg.} \end{array} \qquad (67)$$

Einer Transformatortabelle kann an Hand des Kerngewichtes die Kerntype entnommen werden. Der Drahtquerschnitt ist entsprechend den fließenden Strömen zu wählen und der Wickelraum so aufzuteilen, daß für jede Wicklung etwa die Hälfte zur Verfügung steht.

Bei leistungslosen Spannungsübertragern erfolgt die Wahl des Kerns nach der Größe des Wickelraumes. Der Drahtquerschnitt wird so gewählt, daß unter Berücksichtigung des Übersetzungsverhältnisses je Wicklung der halbe Wickelraum zur Verfügung steht.

Für alle gleichstromdurchflossenen Übertrager und Drosseln erfolgt eine Gleichstromvormagnetisierung, die den A_L-Wert des Kernes und somit die primäre Induktivität verringert (vgl. Gleichung (61)). Kleine Primärinduktivität bedeutet nach Gleichung (60) eine Erhöhung der unteren Grenzfrequenz, also Einengung des übertragbaren Frequenzbandes.

Durch Einfügen eines Luftspaltes in den Eisenkern ist es möglich, den starken Abfall der Induktivität bei hoher Gleichstromvormagnetisierung zu vermeiden. Seine Größe beträgt je nach Vormagnetisierung 0,2 bis 2 mm. Der Luftspalt linearisiert den A_L-Wert, so daß die Induktivität annähernd konstant bleibt. Allerdings bewirkt der Luftspalt eine Erhöhung der Streuung und somit auch der Streuinduktivität, was das Einengen des Frequenzbereiches nach oben bedeutet (vgl. Gleichung (63)). Gegentaktübertrager vermeiden eine Vormagnetisierung, da sie in entgegengesetzten Richtungen vom Gleichstrom durchflossen werden und somit die resultierende Magnetisierung gleich Null ist. Eine weitere Möglichkeit zur Vermeidung der Vormagnetisierung des Übertragers ist eine gleichstromfreie Ankopplung des Übertragers mit Hilfe einer gemischten RC- oder Drossel-Übertragerkopplung (vgl. Bild 227).

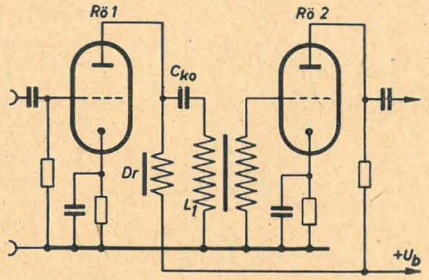


Bild 227: Prinzipschaltung eines Verstärkers mit kombinierter Drossel-Übertragerkopplung

Bei der Anwendung einer reinen Drosselkopplung wird der große Gleichspannungsabfall des RC-Verstärkers vermieden. Infolge des geringen Gleichstromwiderstandes der Spule (reiner Kupferwiderstand) liegt praktisch die volle Betriebsspannung an der Röhre, was gegenüber der RC-Kopplung eine höhere Verstärkung zur Folge hat. Für die Drosselkopplung sind kleinere Betriebsspannungen ausreichend, die sich zum Beispiel bei tragbaren Funkgeräten vorteilhaft auswirken. Allerdings macht sich der Einfluß der verhältnismäßig hohen Eigenkapazitäten bei höheren Frequenzen schnell bemerkbar. Bei Tonfrequenzverstärkern ist die Drosselspule mit einem Eisenkern mit Luftspalt versehen und hat einen ähnlichen Frequenzgang wie der Übertrager.

Die kombinierte Drossel-Übertragerkopplung nach Bild 227 eignet sich besonders zur Übertragung breiter Frequenzbänder. Der Kopplungskondensator C_{ko} hält die Primärwicklung des Übertragers gleichstromfrei. Er wird in der Regel so bemessen, daß in Verbindung mit der Primärinduktivität L_1 eine Resonanzüberhöhung bei tiefen Frequenzen stattfindet:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_{ko}}}. \qquad (68)$$

Dadurch wird die untere Grenzfrequenz bei gleichbleibendem L_1 herabgesetzt. Den typischen Frequenzgang eines Verstärkers mit gemischter Drossel-Übertragerkopplung zeigt Bild 228. Die Berechnung des Zwischenübertragers erfolgt wie bereits besprochen.

Wird wegen zu großen Innenwiderstandes R_i oder zu hoher oberer Grenzfrequenz f_h das Übersetzungsverhältnis ü = 1 gewählt (vgl. Gleichung (64)), so entfällt der Übertrager, und man arbeitet mit reiner Drosselkopplung.

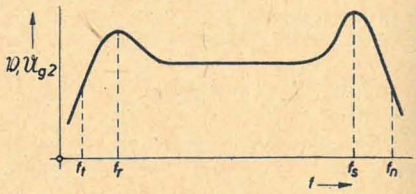


Bild 228: Der typische Frequenzgang eines Verstärkers mit kombinierter Drossel-Übertragerkopplung

Selektive Verstärker

Verstärker für relativ schmale Frequenzbänder bezeichnet man als Selektiv- oder Resonanzverstärker. Sie besitzen naturgemäß als Anodenbelastung abgestimmte Schwingungskreise. Man unterscheidet die Sperrkreis- und Bandfilterkopplung. Der Frequenzgang und die Bandbreite sind durch die Eigenschaften der Schwingungskreise bzw. Bandfilter bestimmt (vgl. DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, H. 6(1953) S. 188/189).

Bei mehrstufigen Verstärkern mit Sperrkreiskopplung ist es zweckmäßig, die einzelnen Schwingungskreise zur Erzielung einer größeren Bandbreite bei guter Trennschärfe gegeneinander etwas zu verstimmen. Man erhält dann ähnliche Kurven wie bei der Bandfilterkopplung. Eine Erhöhung der Bandbreite durch Bedämpfen ist nicht zu empfehlen, da dies mit einem beträchtlichen Verstärkungsabfall verbunden ist (vgl. Bild 134, DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, H. 6 (1953) S. 187).

Bei einer Bandfilterkopplung ist darauf zu achten, daß die Welligkeit nicht zu groß wird. Man arbeitet zweckmäßig mit kritischer Kopplung der beiden Schwingungskreise.

Die erzielbare maximale Verstärkung bei selektiven Verstärkern ist wesentlich höher als die von Breitbandverstärkern. Im Resonanzfall gilt für die maximale Verstärkung mit Pentoden ($R_i \gg R_a$):

$$\mathfrak{V}_m = S \cdot Z_r, \qquad (69)$$

wobei nach Gleichung (32a) (DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, H. 6(1953) S. 188)

$$Z_r = \frac{1}{r_L} \cdot \frac{L}{C}$$

ist. Die Verstärkung ist somit bei konstanter Steilheit um so größer, je größer das L/C-Verhältnis des Kreises ist und je kleiner der Verlustwiderstand r_L gehalten werden kann. Die schädlichen Kapazitäten gehen in die Kreiskapazität ein und haben keinen weiteren Einfluß.

In Resonanzverstärkern mit veränderlicher Kreiskapazität (Drehkondensatorabstimmung) ist der Resonanzwiderstand und damit auch die Verstärkung nicht über den gesamten Wellenbereich konstant.

Wird fortgesetzt

B. Fernsehrundfunk

Von WERNER TAEGER

Allgemeine Grundlagen des Fernsehens

1. Was versteht man unter Fernsehen?

Der Traum der Menschen, das ferne Zeitgeschehen lebendig miterleben zu können, wurde in gewissen Grenzen Wirklichkeit, da sich mit unseren heutigen Einrichtungen beliebige Vorgänge, die sich vor einem Aufnahmegerät abspielen, von einem Ort zu einem anderen fernen Ort übertragen lassen.

Zwischen dem Hören und dem Sehen besteht ein grundlegender Unterschied. Während die Schallschwingungen zeitlich nacheinander das Ohr des Zuhörers erreichen, treffen die Lichtwellen eines Bildes gleichzeitig auf die Netzhaut unseres Auges. Es ist daher verständlich, daß wir zwischen Sender und Empfänger mit Hilfe einer Drahtleitung oder eines Frequenzbandes bei drahtloser Übertragung wohl Sprache und Musik hinreichend naturgetreu mit verhältnismäßig einfachen Mitteln vom Sender zum Empfänger fortleiten können, keinesfalls aber Bilder mit einer ähnlichen Güte. Obwohl die einzelnen Bildsignale bei modernsten Fernsehanlagen in rascher Folge übertragen werden, treffen sie nie gleichzeitig am Empfangsort ein. Die wie bei einem Telegrafen nacheinander übertragenen elektrischen Signale werden im Empfänger entsprechend der vom Geber abgetasteten Folge wieder aneinandergereiht.

Da unser Auge ein im verdunkelten Raum aufblitzendes Licht etwa eine Zehntelsekunde länger wahrnimmt, als das Licht den Raum wirklich erhellt, erscheinen die einzelnen Lichteindrücke unserem Auge als gleichmäßig leuchtendes Bild. Die Trägheit des menschlichen Auges täuscht uns daher auch wie im Kino die fortlaufenden Bilder eines Bewegungsvorganges als lebende Bilder vor.

Fast so alt wie das „Fernhören" sind auch die Versuche zum „Fernsehen", und es hat, nachdem die Lichtempfindlichkeit des Selens bekannt wurde, nicht an Vorschlägen gefehlt, Bilder telegrafisch zu übermitteln.

Die mangelhaften technischen Hilfsmittel erlaubten es damals nicht, die Grundgedanken praktisch zu verwirklichen. Eine sehr interessante Lösung des Fernsehens, die der heutigen Methode sehr ähnlich ist, wurde 1878 von A. De Pavia vorgeschlagen. Bild 1 zeigt das Prinzip der vorgeschlagenen Methode. Gleichlaufende Umschalter des Senders und Empfängers verbinden mit Hilfe einer Übertragungsanlage die Speicherelemente des Senders mit den Glimmlampen des Empfängers im Mosaikfeld gleicher Lage. Die Lichteinwirkungen eines auf die mosaikartig angeordneten Selenzellen projizierten Bildes verursachen, daß elektrische Signale zum Empfänger gelangen, die entsprechend ihrer Größe ein mehr oder weniger starkes Aufleuchten der Glimmlampe bewirken. Praktische Übertragungsversuche konnten erst nach der Entwicklung von Verstärkerröhren durchgeführt werden. Die schwachen, durch lichtelektrische Effekte im Sender entstandenen Signale ließen sich nunmehr verstärken.

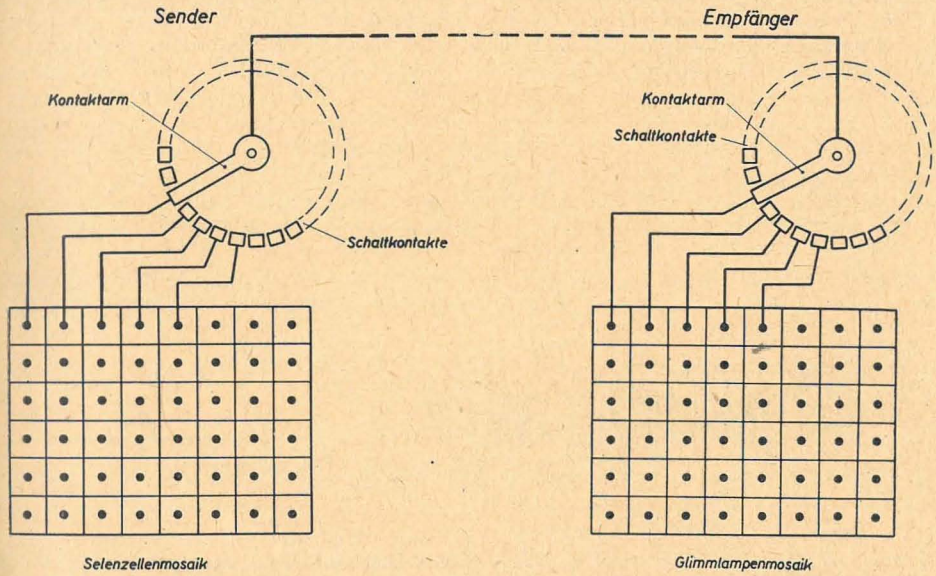


Bild 1: Mit Hilfe eines elektrischen Übertragungskanals werden die Signale vom Selenzellenmosaik zum Glimmlampenmosaik übertragen. Gleichlaufende Umschalter sorgen dafür, daß die Zellenmosaike gleicher Lage miteinander verbunden werden

Zahlreiche Versuchsarbeiten wurden in der ganzen Welt aufgenommen mit der Absicht, das Fernsehen zu verwirklichen. Bei diesen Versuchen dienten im allgemeinen mechanische Einrichtungen, wie zum Beispiel rotierende Scheiben, Spiegelräder usw., zum Zerlegen des Bildfeldes. Für sehr viele Versuche fand jene nach dem Erfinder benannte und 1884 patentierte Nipkowscheibe, die mit spiralförmig angeordneten Löchern versehen war, Anwendung.

Mit zunehmender Zeilenzahl zeigte es sich dann sehr bald, daß die optisch-mechanischen Zerleger nicht mehr den Anforderungen entsprachen. Bereits ein Jahr nachdem Professor Ferdinand Braun im Jahre 1906 die Katodenstrahloszillografenröhre erfand, benutzte sie der russische Forscher Rosing in Petersburg als erster der Welt für das Fernsehen. Nun begann ein steiler Aufstieg, und es zeigte sich, daß ein brauchbares Fernsehen nur mit synchron abgelenkten Katodenstrahlen beim Sender und Empfänger möglich ist.

Von Zworykin wurde mit dem Ikonoskop ein elektronischer Bildfeldzerleger geschaffen, der wesentlich verbesserte Fernsehübertragungen zuließ. Gleichzeitig erkannte man, daß die normalen Rundfunksender aber nicht geeignet waren, um einen Fernsehrundfunk mit zufriedenstellender Bildauflösung durchzuführen. Der enorme technische Fortschritt in den folgenden Jahren beruhte nicht zuletzt auf einer ausgezeichneten Zusammenarbeit der Techniker und Wissenschaftler aller Nationen.

2. Licht wird in elektrische Energie umgewandelt

In der modernen Fernsehtechnik werden sowohl auf der Sende- als auch auf der Empfangsseite ausschließlich elektronische Einrichtungen für die Bildabtastung und Bildwiedergabe benutzt. Nur im Anfangsstadium kamen auch mechanische Anordnungen, wie die Nipkowscheibe, das Spiegelrad und die Spiegelschraube, zur Anwendung, die jedoch den an eine brauchbare Bildwiedergabe zu stellenden Anforderungen niemals gerecht werden konnten. In einem besonderen Abschnitt wird noch auf diese Vorläufer der heutigen Bildaufnahme- und Wiedergabetechnik eingegangen. Die heutige Technik des Fernsehens ist in der Hauptsache durch den Übergang von mechanischen zu elektrischen Bildsende- und Bildempfangsmethoden gekennzeichnet. Ermöglicht wurde dieser Entwicklungsgang durch entsprechende Vervollkommnung der Katodenstrahlröhre, insbesondere durch die Verfeinerung der Elektronenoptik sowie durch die Erfindung und Durchbildung besonderer Elektronenspeichermethoden.

Trifft Licht auf Metalle, so werden unter entsprechenden Bedingungen im Hochvakuum aus den Atomverbänden der Metalle Elektronen frei. Die Anzahl der Elektronen ist dabei um so größer, je größer die Lichtintensität ist, mit anderen

Worten: Die frei werdende Elektronenanzahl ist der Lichtintensität direkt proportional. Nun gibt es bekanntlich Lichtwellen verschiedener Frequenz. Die folgenden Betrachtungen bleiben ausschließlich auf das sichtbare Licht, das heißt auf das Farbenspektrum zwischen Rot und Violett beschränkt. Es ist ein Grundgesetz der Physik, daß die Geschwindigkeiten der Elektronen mit der Schwingungszahl des Lichts zunehmen. Langwelligem rotem Licht entsprechen daher kleinere Geschwindigkeiten, dem kurzwelligen violetten Licht dagegen größere Geschwindigkeiten. Wenn ein Elektron den Raum zwischen zwei Platten mit großem Potentialunterschied (Spannungen von etwa einer Million Volt) durchfliegt, nähert sich seine Geschwindigkeit der des Lichtes (300 000 km/s).

Da auch das Elektron eine allerdings äußerst winzige Masse besitzt, gelten für die durch das Auftreffen von Licht aus dem Metall herausgelösten Elektronen die kinetischen Gesetze. Eines dieser Gesetze besagt, daß die kinetische Energie (Energie der Bewegung) eines bewegten Körpers um so größer ist, je größer seine Masse und seine Geschwindigkeit sind.

Auf die im luftleeren Raum fliegenden Elektronen angewendet, ergibt sich auf Grund des erwähnten kinetischen Gesetzes, daß trotz kleiner Masse die kinetische Energie des sich bewegenden Elektrons wegen der hohen Geschwindigkeit doch beachtliche Werte annehmen kann.

Um den Elektronen den Austritt aus dem Metall in das Vakuum zu erleichtern, verwendet man als Material für die sogenannten Fotokatoden bzw. deren obere Schicht Silber-Zäsium oder das mehr blauempfindliche Antimon-Zäsium. Außerdem hängt die Elektronenausbeute noch stark von der Farbe, das heißt von der Wellenlänge des Lichtes ab. Ebenso wie das menschliche Auge für die verschiedenen Farben zwischen Rot und Violett verschiedene Empfindlichkeit aufweist, paßt man auch die Farbenempfindlichkeit der Fotoschicht dem jeweiligen Verwendungszweck an. Beim Abtasten projizierter Bilder, wie es bei direkten Fernsehübertragungen von Bildern der durch Tageslicht beleuchteten Objekte erforderlich ist, muß man die spektrale Empfindlichkeit der Fotoschicht derjenigen des menschlichen Auges anpassen. Ähnliches wird übrigens auch bei fotografischem Aufnahmematerial (panchromatischer Film) angestrebt.

Der eigentliche Katodenträger besteht bei einigen Bildabtastströhren aus Silberblech, in anderen Fällen aus einer auf Glas aufgedampften Silberschicht. Im Vakuum wird auf das Silber die eigentliche lichtempfindliche Zäsiumschicht aufgedampft. Während Bild 2 den Aufbau einer Fotozelle, und zwar der Maschenzelle M. 122 von der Firma Pressler, zeigt, ist im Bild 3 die Schaltung der Fotozelle schematisch dargestellt. Um ein trägheitsloses Arbeiten, wie es beim Fernsehen notwendig ist, zu gewährleisten, wird das Innere der Zelle weitgehendst luftleer gepumpt. An der Anode, die als dünner Draht ausgebildet ist, liegt über den Arbeitswiderstand R eine positive Spannung. Durch die Spannungsdifferenz zwischen Anode und Katode gelangen die ausgelösten Elektronen zur Anode. Der entstehende elektrische Strom, der dem Lichtstrom genau proportional ist, verursacht am Arbeitswiderstand R einen dem Lichtstrom proportionalen Spannungsabfall, der sich in bekannter Weise weiter verstärken läßt. Leider ist die auf diese Weise zu erreichende nutzbare „Signalspannung" am Widerstand R sehr klein. Sie liegt in der Größenordnung der am selben Widerstand auftretenden Rauschspannung, die ebenso wie die Signalspannung im nachgeschalteten Verstärker mit verstärkt wird, so daß das Bildsignal im Rauschpegel untergehen würde.

Durch den Elektronenvervielfacher (Sekundärverstärker) ist die Möglichkeit gegeben, nur die Signalspannung auf die erforderliche Höhe zu bringen und die Rauschspannung wesentlich geringer zu verstärken (Bild 4).

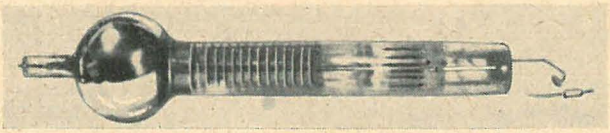


Bild 4: Fotozelle mit einem Sekundärverstärker nach G. Weiss

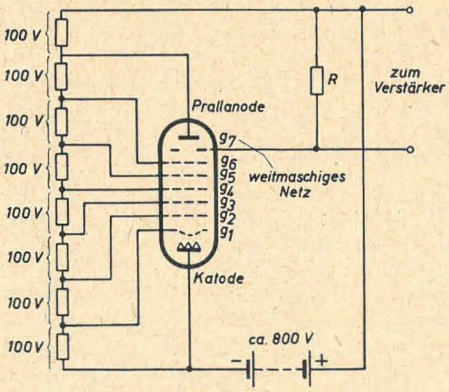


Bild 5 zeigt das dabei anzuwendende Prinzip: Die Fotoelektronen prallen auf eine Elektrode mit positiver Spannung, ihre Anzahl wird hierbei etwa vervierfacht. Die ausgelösten Sekundärelektronen prallen auf die nächste Elektrode, die gegen die erste eine höhere positive Spannung hat, werden wieder vervierfacht und so fort. Ein Nachteil dieser Anordnung ist allerdings die erforderliche hohe Anodenspannung. Wie aus Bild 5 zu ersehen, muß jede Elektrode gegen die vorhergehende eine um etwa 100 V höhere Spannung aufweisen. In der Praxis werden die einzelnen Elektroden als Gitter ausgebildet, wobei allerdings ein Teil der Elektronen durch die Maschen des Gitters hindurchfliegt und somit für die weitere Verstärkung verlorengeht. Die Verstärkung je Elektrode kann daher im Mittel nur mit zwei angesetzt werden. Wie Bild 5 weiter erkennen läßt, ist das erste Gitter etwas gewölbt, die Gitter 2 bis 6 sind eben, wobei Gitter 6 das letzte sekundäremittierende Gitter ist. Das folgende Netz (Gitter 7) ist weitmaschig, so daß die meisten Elektronen hindurchfliegen und auf die Prallanode auftreffen, die wieder kräftig emittiert. Am soeben erwähnten Gitter 7, das die höchste positive Spannung (im gezeichneten Schema 800 V) hat, werden schließlich alle Elektronen gesammelt, in seiner Zuleitung liegt wieder der Arbeitswiderstand R, an dem die gegenüber der einfachen Fotozelle (Bild 3) stark erhöhte Signalspannung abgenommen wird.

Da für das Fernsehen jeweils nur ein einziger Kanal zur Verfügung steht, entweder ein Kabel oder beim drahtlosen Fernsehen ein Frequenzband — nach der OIR-Norm ist die Breite dieses Frequenzbandes einschließlich des Begleittones 8 MHz—, können die Helligkeitswerte eines Bildes nur nacheinander übertragen werden. Vom Film her ist es bekannt, daß jeder Bildpunkt wenigstens alle $^1/_{50}$ Sek. einmal aufleuchten muß, um ein Flimmern des Bildes zu vermeiden, daher ist die Bildwechselzahl je Sekunde auf 50 festgelegt. Daraus ergibt sich für die Technik des Fernsehens der Vorteil, daß die Bildwechselzahl mit der Frequenz der Wechselstromnetze übereinstimmt.

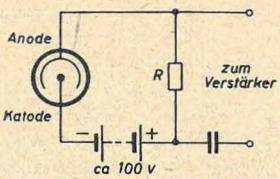
Die gegenüber dem Hörrundfunk bestehenden Schwierigkeiten ergeben sich aus den Unterschieden in den physiologisch-psychologischen Vorgängen im Ohr und im Auge des Menschen. Da man die Vorgänge im Ohr als bekannt voraussetzen kann, werden nur die entsprechenden Vorgänge im Auge eingehend erläutert. Das Auge stellt im Prinzip eine fotografische Kamera dar und setzt sich aus der vorderen Augenkammer mit der Hornhaut, der dahinter liegenden als Blende dienenden Iris, der Kristallinse und dem Augeninnern, bestehend aus dem gallertartigen Glaskörper und der Netzhaut, zusammen. Diese Kamera projiziert auf die Netzhaut ein reelles Bild, wobei die Scharfeinstellung von der Linse übernommen wird. Der vom Gehirn kommende und die Lichteindrücke dem Gehirn zuleitende Sehnerv verzweigt sich netzartig zu vielen kleinen Nervenfasern mit den in der Netzhaut dicht nebeneinander liegenden lichtempfindlichen Stäbchen und Zäpfchen.

Wird fortgeseszt

Bild 5: Schaltschema der Fotozelle mit Sekundärverstärker und Spannungsteiler →

← Bild 2: Der Aufbau einer Preßler-Maschenzelle M. 122

Bild 3: Am Widerstand R der Fotozelle wird eine dem Lichtstrom proportionale Spannung erzeugt ↓



Literaturkritik und Bibliographie

Dr. h. c. Dipl.-Ing. Herbert Kyser, Oberbaurat

Elektrische Kraftübertragung

Band 1

4., vollständig umgearbeitete und erweiterte Auflage

Fachbuchverlag GmbH, Leipzig, 1953

413 Seiten, 289 Abb., 32 Zahlentafeln, DIN C 5 Kunstleder 17,50 DM

Wenn ein Buch seine vierte Auflage erlebt und der Verfasser sagt, daß er das Buch vollständig überarbeitet und auf den neuesten Stand der Technik gebracht habe, und wenn der Verfasser auf Grund seiner zahlreichen wissenschaftlichen Veröffentlichungen von der Technischen Hochschule Dresden anläßlich ihrer 125-Jahr-Feier zum Ehrendoktor ernannt wurde, dann heißt es eigentlich Eulen nach Athen tragen, wenn man in einer Rezension Worte des Lobes zu diesem Buch äußert.

Im Vorwort sagt der Verfasser: „Im Fünfjahrplan gehört daher die Elektroenergieerzeugung zu den vordringlichsten Aufgaben." und u. a. „Zur Lösung dieser besonders bedeutungsvollen Aufgaben der Energiewirtschaft muß der verantwortliche Elektroingenieur den Gesamtaufbau des Kraftwerkes und dessen Betrieb gründlich kennen, insbesondere auch die Energiekopplung bei der Stromerzeugung und -verteilung sicher beherrschen."

Bei jedem Wort in diesem Buch wird dem Leser bewußt, daß der Autor auf Grund langjähriger Erfahrungen die Materie bis ins letzte beherrscht und sich bemüht, dem Nachwuchs und allen, die am gleichen Werke schaffen, seine Kenntnisse und Erfahrungen zu vermitteln. Auch demjenigen, der seine Kenntnisse bisher aus anderen Literaturquellen schöpfte, erleichtert er das Lesen seines Buches, indem er gelegentlich die von verschiedenen Autoren gebrauchten Bezeichnungen nebeneinanderstellt, so daß jeder eindeutig weiß, was er unter den verschiedenen Bezeichnungen zu verstehen hat.

Die Hauptaufgabe, die sich der Autor in diesem 1. Band seiner „Elektrischen Kraftübertragung" gestellt hat, ist, den Leser mit den Problemen vertraut zu machen, die bei dem Entwurf eines elektrischen Kraftwerks auftreten, und ihm die verschiedensten Möglichkeiten ihrer Lösung zu zeigen, dabei die Vor- und Nachteile der verschiedenen Anlagen und ihres Zubehörs abwägend.

So beginnt er mit dem Stromversorgungsgebiet und erläutert dessen Einfluß durch Größe und Belastungsart auf die Wahl von Stromart und Spannung.

Anschließend folgen die Stromquellen: die Gleichstromerzeugermaschinen, die Akkumulatorenbatterien und Wechselstromerzeuger. Zahlreiche Beispiele aus der Praxis erläutern die dargebotenen Erfahrungen und zeigen die Benutzung der theoretisch entwickelten Formeln und Gesetze. Besonders ausführlich sind die Angaben über den Einsatz von Synchronmaschinen in Kraftwerknetzen. In zahlreichen Zeigerdiagrammen wird die Wirkungsweise dieser Maschinen behandelt und die Beurteilung ihrer Stabilität gezeigt. Besonders eingehend werden die Kurzschlußstromverhältnisse behandelt, die ja für den Kraftwerksbetrieb von allergrößter Bedeutung sind, da immer die Möglichkeit einer solchen Störung besteht.

Dem mechanischen Aufbau der Stromerzeuger widmet der Autor ausführliche Betrachtungen, wobei er die verschiedenen Maschinentypen bespricht und ihre Vor- und Nachteile einander gegenüberstellt. Besonders die Kühlungsmöglichkeiten werden eingehend behandelt. Auch die Besonderheiten der in Wasserkraftwerken des öfteren vorkommenden Maschinen mit stehenden Wellen werden in den Kreis der Betrachtungen einbezogen.

Im dritten Abschnitt seines Werkes behandelt der Autor den Parallelbetrieb von Maschinen und Kraftwerken. Die Bedingungen des Parallelschaltens bei Synchron- und Asynchronmaschinen, die Verteilung der Leistung auf die parallellaufenden Maschinen und die Pendelungen, die zwischen zwei parallel geschalteten Kraftwerken infolge der Reglerträgheit und der Elastizität des Versorgungsnetzes auftreten können, sind der besondere Inhalt dieses Kapitels.

Der vierte Abschnitt des Buches ist einigen besonderen Maschinen gewidmet, die im Kraftwerksbetrieb unter Umständen gebraucht werden, wie die Einphasen-Synchronmaschine, der Synchronmotor als Stromerzeuger und der Drehstromasynchronstromerzeuger.

Im vorletzten Abschnitt werden die Schutzeinrichtungen der Maschinen gegen innere Störungen besprochen, die, wie bereits gesagt, schnell und zuverlässig arbeiten müssen, um das Auswachsen kleiner Fehler zu Maschinenkatastrophen zu verhindern.

Das letzte Kapitel bringt schließlich die Schaltbildentwürfe für verschiedene Kraftwerke vom kleinsten Betrieb bis zum Großkraftwerk, vom Einzelwerk zum Großverbundwerk, vom Dampfkraftwerk bis zum Wasserkraftwerk.

Zusammenfassend ist zu sagen, daß dieses Buch eine wertvolle Neuerscheinung ist, die jedem Studenten der Starkstromtechnik und den Ingenieuren dieses Fachgebietes nur empfohlen werden kann. Zahlreiche Literaturhinweise ermöglichen dem Leser, die vom Autor benutzten Originalarbeiten aufzusuchen.

Papier, Einband und Druck sind gut und entsprechen dem Wert des Buchinhalts. *Schröder*

Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Friedrich Benz

Einführung in die Funktechnik

Springer-Verlag, Wien, 1950

736 Seiten, 705 Abb., DIN C 5, Ganzleinen

Sehr erfreulich ist, daß vom Springer-Verlag in Wien eine Neuauflage des sehr vielen Funkschaffenden bekannten und sich einer großen Beliebtheit erfreuenden Lehrbuches „Einführung in die Funktechnik" herausgegeben wurde. Schon das Erscheinen der vierten Auflage läßt den großen Wert des Buches erkennen, den es insbesondere für die Studierenden technischer Lehranstalten aufweist. Es ist ferner das Ziel der neuen, wesentlich erweiterten Auflage, dem in der Praxis stehenden Ingenieur einen arbeitsfördernden Behelf zur Verfügung zu stellen, ihm mit einem umfangreichen Nachschlagewerk zu dienen.

Auf Grund seiner jahrelangen Lehrerfahrungen hat es der Verfasser verstanden, nur möglichst einfache Rechenverfahren anzuwenden, die eine Berechnung funktechnischer Geräte zulassen. Da mathematische Vorkenntnisse nur in einem bescheidenen Maße gefordert werden, kann auch der Anfänger zum Selbststudium von dem empfehlenswerten Lehrbuch Gebrauch machen.

Das Wissensgebiet der Funktechnik umfaßt nach einer Definition des Verfassers die Erzeugung und Verwendung hochfrequenter Ströme und Wellen, die Elektronenröhre, die Verstärkung und Umwandlung tonfrequenter Ströme, ausgenommen die Schaltungen der Drahttelegrafie und -telefonie. Aus dieser Definition ist eindeutig zu erkennen, daß die Funktechnik in alle jene Nachbargebiete übergreift, in denen die Verstärkerröhre gleichfalls zur Anwendung kommt oder die Funktechnik die Methode angibt, mit deren Hilfe auf irgendeinem Gebiet ein Weg zur Lösung einer Aufgabe beschritten werden kann. Der Verfasser spricht in der Einleitung den Wunsch aus, daß recht bald solche Gebiete, die ihrem Inhalt nach von der eigentlichen Hochfrequenztechnik wesentlich verschieden sind, gegenüber anderen Gebieten der Technik besser abgegrenzt werden. Aus diesem Grunde wurden z. B. der Tonfilm, elektroakustische, optische und mechanische Messungen sowie mechanische und biologische Wirkungen hochfrequenter Ströme unberücksichtigt gelassen.

Die deshalb in den früheren Auflagen getroffene und sich aus didaktischen Gründen als zweckmäßig erwiesene Aufteilung wurde auch weiterhin beibehalten.

Während der erste Abschnitt die allgemeinen Grundlagen vermittelt, behandelt der zweite Abschnitt die Elektronenröhren. Im dritten Abschnitt werden die Fragen der Niederfrequenzverstärkung erläutert. Angefangen von der Verstärkungsgüte und der Einteilung nach Verstärkerarten, deren Schaltungen eingehend erörtert und berechnet werden, behandelt der Verfasser die Maßnahmen zur Verbesserung der Tonwiedergabe. Ferner wird der Elektroakustik besondere Beachtung geschenkt.

Einer ausführlichen Behandlung der Empfänger im vierten Abschnitt folgt eine gleichfalls umfassende des Gebietes der Sendertechnik.

Eine Reihe praktischer Ratschläge und die große Zahl von Bildern vertiefen und festigen die Kenntnisse des Studierenden. Zur Weiterbildung wurde durch entsprechende Quellenangaben auf zahlreiche Spezialliteratur hingewiesen. Ein ausführliches Namen- und Sachverzeichnis vervollständigt das vom Verlag ausgezeichnet ausgestattete Werk. *Läubrich*

Dr. phil. F. A. Fischer

Grundzüge der Elektroakustik

Fachverlag Schiele & Schön, Berlin, 1950

162 Seiten, 102 Abb., 1 Beilage

In seinem Vorwort sagt der Verfasser, daß er das vorliegende Buch für junge Ingenieure geschrieben hat, um ihnen die nicht immer leicht durchschaubare Theorie der elektroakustischen Wandler nahezubringen. Diese sich selbst gestellte Aufgabe hat Dr. Fischer in ganz hervorragender Weise gelöst. In zwölf straff gegliederten Kapiteln wird die Theorie der elektrischen und mechanischen Schwingungsgebilde, der Kraftwirkungen elektrischer und magnetischer Felder, der Abstrahlung des Schalles usw. behandelt.

Sehr viel Wert wird auf eine eingehende Behandlung der mechanischen Schwingungen gelegt. Der Verfasser geht dabei von der — leider — richtigen Ansicht aus, daß der moderne Ingenieur über elektrische Schwingungen vergleichsweise besser Bescheid weiß als über mechanische, bei der vorhergehenden Ingenieurgeneration war es umgekehrt; damals haben sich der Physiker und Ingenieur komplizierte elektrische Vorgänge am mechanischen Modell anschaulich zu machen versucht. Dieser angedeuteten Neigung des modernen Ingenieurs gibt der Verfasser nach, indem er den Weg zur Elektroakustik über die Elektrotechnik nimmt.

Die Anforderungen, die das Buch an den Leser stellt, sind nicht gering. Man muß schon fest fundierte Kenntnisse der höheren Mathematik besitzen, wenn man dem Verfasser auf seinem Weg folgen will. Aber das ist wohl überhaupt das Kennzeichen der modernen Technik, daß man ihr von der physikalischen Seite her allein nicht mehr beikommen kann, es gehört schon das Rüstzeug der Mathematik dazu, um die Probleme herauszuschälen und sie zu lösen.

Die Illustration und die Ausstattung des Buches sind gut; ein Sachverzeichnis und eine Literaturzusammenstellung erleichtern das Studium. *Taeger*

Radio-Praktiker-Bücherei

Franzis-Verlag, München

Band 51

O. P. Herrnkind, Fernseh-Bildfehler-Fibel, 64 Seiten, 50 Abb.

In diesem Band veröffentlicht der bekannte Fachautor Herrnkind die Erfahrungen seiner seit Jahren durchgeführten Untersuchungen über die Ursachen und das Beseitigen von Bildfehlern.

Mit 44 Schirmaufnahmen als Auswahl von 300 ist nunmehr jeder Kundendiensttechniker, zum Teil sogar der Laie, in der Lage, Vergleiche anzustellen und an Hand des Kommentars zu diesen Bildern die Ursachen der Fehler — soweit sie auf der Empfangsseite liegen — abzustellen.

Erscheint das Bild zum Beispiel in der Höhe zusammengedrückt und wirkt dadurch wie ein Spiegel in einem Lachkabinett, wobei an den beiden waagerechten Bildkanten mehr oder weniger breite dunkle Querstreifen entstehen, kann man diesen Fehler durch Erhöhen der Bildablenkspannung und durch Nachregeln der Bildamplitude abstellen.

Als Gegenstück hierzu erscheinen bei zu geringer Zeilenablenkspannung in der Breite zusammengedrückte Schirmbilder. Rechts und links sind schwarze Balken zu erkennen, und bei der Übertragung des Kopfbildes einer Person wird die Stirn vom oberen Bildrand abgeschnitten.

Eine Bildfehlertabelle, Testbilder und einige allgemeine Erläuterungen als willkommene Ergänzungen machen das Buch zu einem wertvollen Ratgeber beim Fernsehempfang. *Fellbaum*

Chronik der Nachrichtentechnik

Von Dipl.-Ing. HANS SCHULZE-MANITIUS

1835

Der russische Gelehrte Schilling baut einen weiteren Nadeltelegrafen.

Um 1835

Der französische Naturforscher Jean Baptiste Biot entdeckt die Drehung der Polarisationsebene des Lichtes und stellt zusammen mit dem französischen Physiker Félix Savart das Biot-Savartsche Gesetz auf, nach dem aus der Stärke des in einem Draht fließenden Stromes die Stärke des Magnetfeldes in der Umgebung des Stromes berechnet werden kann.

1835

Otto Linné Erdmann schlägt als erster auf dem europäischen Festlande die Herstellung eines ständigen elektrischen Eisenbahntelegrafen vor.

23. 9. 1835

Der in Cannstadt wohnende russische Gelehrte Schilling beschäftigte sich mit der Vervollkommnung des elektromagnetischen Telegrafen und führt seinen Apparat auf der Versammlung der deutschen Naturforscher und Ärzte in Bonn vor. Durch den Vorsitzenden der Abteilung für Physik und Chemie, Professor der Physik Muncke aus Heidelberg, wurde Schillings elektromagnetischer Telegraf weiter bekannt, da Muncke späterhin mit diesem in seinen Vorlesungen vor einer großen Zuhörerschaft zahlreiche Versuche durchführte

Schilling hatte das Prinzip zu seinem Apparat dem Schweiggerschen Multiplikator entnommen. Durch Ausschläge von fünf Magnetnadeln wurden Zahlen telegrafiert, über deren Bedeutung ein Ziffernlexikon Auskunft gab. Muncke telegrafierte mit einem solchen Apparat, dessen Draht durch mehrere Gänge und Säle geführt war.

3. 11. 1835

Faraday entdeckt den nach ihm benannten Faradayschen Käfig, der in der Radiotechnik in den Schirmgitterröhren, als innere Panzerung der Geräte und als Berührungsschutz benutzt wird.

1836

Samuel Morse baut Telegrafenlinien mit Morsetelegrafen.

Beim Morsetelegrafen ist auf jeder Station eine Taste als Sender und ein Schreibgerät als Empfänger aufgestellt. Zwischen beiden Stationen ist eine Leitung mit elektrischer Batterie als Stromquelle ausgespannt, während die Erde als Rückleitung dient. Durch wechselndes Niederdrücken der Taste auf der einen Station werden lange oder kurze Stromstöße in die Leitung geschickt. Hierdurch wird im Schreibgerät auf der anderen Station ein Elektromagnet erregt, der einen Anker entsprechend verschieden lange anzieht. Der Anker ist an einem drehbaren Hebel befestigt, der am freien Ende einen Schreibstift trägt. Entsprechend den verschiedenen Bewegungen des Ankers schreibt dieser Stift Punkte und Striche auf einen gleichmäßig ablaufenden Papierstreifen auf. Diese Punkte und Striche bilden in ihrer Gesamtheit die in Morseschrift übertragene telegrafische Mitteilung. Die Leistung beträgt in einer Minute bis 120 Buchstaben.

Beim modernen Farbschreiber benutzt man an Stelle des Schreibstiftes eine Farbrolle, die in eine kleine Wanne mit Farbe taucht.

Beim Klopfer werden die telegrafierten Zeichen nicht niedergeschrieben, sondern mit einem in einem Schallgehäuse eingebauten Anker abgehört.

1836

Der russische Gelehrte P. L. Schilling übermittelt Telegramme über eine Entfernung von 10 km auf Unterwasserleitungen und schafft dadurch das erste Unterseekabel.

1836

Professor Dr. Karl Steinheil in München baut seine ersten elektromagnetischen Telegrafenapparate, nachdem Gauß und Weber ihn aufgefordert hatten, ihre Konstruktionen zu verbessern.

8. 3. 1836

Professor Muncke zeigt in einer Vorlesung in Heidelberg einen Telegrafenapparat des russischen Gelehrten Schilling von Cannstadt (s. 1835). In dieser Vorlesung befand sich zufälligerweise der junge Engländer William Fothergill Cooke, der sich in Heidelberg aufhielt, um die Anfertigung anatomischer Wachsmodelle zu erlernen, und der, wie er selbst gestand, von physikalischen Experimenten keine Ahnung hatte. Er war durch einen Landsmann auf die merkwürdige Wirksamkeit der neuen Erfindung aufmerksam gemacht worden. Dieser Telegraf gefiel Cooke dermaßen, und er war von dem erstaunlichen Erfolg so überrascht, daß er ein Modell des Schillingschen Telegrafen bauen ließ, da er an eine praktische Auswertung dachte. Außerdem verbesserte er dessen Konstruktion sofort zu einem Nadeltelegrafen mit drei Nadeln und versah ihn mit einem elektromagnetischen Wecker. Cooke gab kurz entschlossen seinen Wachsmodellehrgang in Heidelberg auf und widmete sich ganz der elektrischen Telegrafie, um diese in England einzuführen.

22. 4. 1836

Der aus Heidelberg nach England zurückgekehrte Engländer William Fothergill Cooke zeigt dem Physiker Wheatstone das Modell seines Nadeltelegrafen mit drei Nadeln und elektromagnetischem Wecker.

Mai 1836

Cooke und Wheatstone beginnen mit dem Bau eines neuen Nadeltelegrafen.

10. 6. 1836

Der französische Naturforscher und Mathematiker André Marie Ampère (geb. 1775), der 1820 vorgeschlagen hatte, durch elektrische Ströme Signale zu geben, stirbt in Marseille im 62. Lebensjahre.

23. 12. 1836

Professor Dr. Karl Steinheil in München berichtet in einem Brief über seine ersten elektromagnetischen Telegrafenapparate, und zwar die ersten Schreibtelegrafen.

1837

Die englischen Physiker Cooke und Wheatstone bauen weitere elektrische Nadeltelegrafen.

1837

Steinheil in München baut auf Grund des von Ampère 1820 gemachten Vorschlages einen Telegrafen, bei dem durch elektrische Ströme Signale gegeben wurden, die durch Metalldrähte gingen und über Magnetnadeln ausliefen. Er verwendete so viele Nadeln und Drähte, wie es Buchstaben gibt. Diesem Apparat fehlte jedoch die Sicherheit und Einfachheit, die man später (s. 1840) durch Elektromagnete erreichte.

Steinheil hatte die Leitung von seinem Hause in der Lerchenstraße in München nach dem Gebäude der Akademie der Wissenschaften und von dort nach dem Observatorium in Bogenhausen gelegt. Die Drähte gingen oberirdisch teils auf Pfählen, teils über die Häuser der Stadt. Die Magnetnadeln trugen an ihren Enden kleine Farbenpinsel oder -näpfchen, aus denen die Farbe etwas heraussickerte, und drückten damit beim Anschlag gegen einen Papierstreifen, der sich mit Hilfe eines Uhrwerkes in fortwährend gleichbleibender Geschwindigkeit vorbeibewegte. Außerdem aber hatte Professor Steinheil akustische Signale angebracht, indem er die Nadeln gegen Glöckchen von verschiedener Tonhöhe anschlagen ließ, so daß sich Auge und Ohr gegenseitig ergänzen konnten.

Genau wie beim Gauß-Weberschen Telegrafen (s. 1833) wurde der elektrische Strom durch einen Rotationsapparat erzeugt. Neu war auch hier der bewegte Papierstreifen, auf dem die gegebenen Telegrafenzeichen festgehalten wurden.

1837

Der Physiker Charles Grafton Page erfindet eine Vorrichtung, um elektrischen Strom hörbar zu machen: eine Stricknadel, um die eine Drahtspule gelegt war. Wurde durch diese Spule ein zerhackter Gleichstrom oder ein Wechselstrom geschickt, so gab die Stricknadel, wenn auch nur schwach, dem Zeitmaß der Stromunterbrechungen oder -schwankungen entsprechende Töne wieder.

Philipp Reis setzte, um diese Töne etwas zu verstärken, die Spule mit der Stricknadel auf einen Schallkasten. Auch dies war eine nur wenig leistungsfähige Vorrichtung.

1837

W. R. Hamilton zeigt, „daß die Bahn eines Massenpunktes in einem aus einem Potential.... ableitbaren Kraftfelde und die Bahn eines Lichtstrahles in einem optischen Medium mit örtlich veränderlichem Brechungsindex .... identisch werden", wenn die Brechungszahl gleich der Wurzel aus dem Potential ist. Diese Feststellung bildete die Grundlage zur späteren Beherrschung der Bahnen der Elektronen in der Katodenstrahlröhre und die Voraussetzung zum späteren Übergang von mechanischen zu elektronischen Bildabtastern und Bildschreibern in der Fernsehtechnik.

1837

Der tschechische Physiker Dr. Franz Adam Petrina wird Professor für Physik und angewandte Mathematik am Lyzeum zu Linz. Dort konstruierte er einen elektromagnetischen Apparat für Ärzte, schuf sich ein eigenes physikalisches Kabinett, dessen Apparate er zumeist selbst baute und verfolgte aufmerksam die Versuche von Faraday, Ohm und Weber.

27. 2. 1837

W. F. Cooke wendet sich an den Physiker Wheatstone und legt diesem, nachdem er von Faraday abgewiesen worden war, den „Mönkkeschen Telegrafen", wie er diesen in Unkenntnis des Namens Muncke nannte, vor, um mit Wheatstone gemeinsam für die Einführung der elektrischen Telegrafie in England zu wirken.

12. 6. 1837

Die englischen Physiker Cooke und Wheatstone erhalten das britische Patent auf ihren Fünfnadeltelegrafen.

6. 8. 1837

Baron Schilling von Cannstadt, russischer Staatsrat in der Gesandtschaft in München, der den elektromagnetischen Telegrafen erfand und wesentlich zu dessen Einführung in die Praxis beigetragen hatte, stirbt.

Berichtigung

Heft 8 (1953)

Seite 226: Im Bild 1 c müssen der Katodenwiderstand und der Katodenkondensator nicht an Masse, sondern an der rechten Spulenanzapfung liegen. Die RC-Kombination nach Gitter entfällt. — Im Bild 1 f ist die Anodenleitung durch einen Kondensator gleichstrommäßig von Masse zu trennen.

Seite 227: 1. Absatz, muß es richtig heißen: ..., daß Feldstärken von 50 μV/m im 40- bis 80-MHz-Bereich und 150 μV/m in dem 170- bis 210-MHz-Bereich nicht überschritten werden dürfen.

Heft 12 (1953)

Seite 360: In der Tabelle muß es bei der abgegebenen Nutzleistung der Röhre HF 2815 nicht 250 kW, sondern 250 W heißen.

Seite 368: Beim Sockelschaltbild der LB 1 sind die Ziffern 3 und 8 miteinander zu vertauschen. — Den Beitrag „Bauanleitung für einen Katodenstrahloszillographen" ergänzt folgendes Literaturverzeichnis:

Literatur

[1] radio mentor, 2/1952, „Miller-Integrator und Phantastron" von E. A. Hoffmann-Heyden.

[2] Deutsche Funk-Technik, 3(1952) „Was ist eine Anodenbasisstufe" von Fritz Kunze.

[3] Deutsche Funk-Technik, 2 (1953) „Über die Eigenschaften der Anodenbasisschaltung" von Dr. F. Lange.

VEB KITTWERK PIRNA

TECHNISCHE KITTE
für den Elektrofachmann!

Netztransformatoren

Ausg.- und Gegentaktübertrager, Netzdrosseln, HF-Spulen für Rundfunk-, Verstärker- und Meßgerätebau, Reparatur und Sonderanfertigung.

Kurt Michel

Werkstatt für Spulen, Transformatoren und Tonbandgeräte

Erfurt

Liebknechtstraße 4.

Radio- und sonstige
Reparaturkarten
Kloss & Co., Mühlhausen / Thüringen
Fordern Sie unverbindlich Muster!

Gravierte Schilder
für alle Zwecke liefert
Stempel-Schubert, Halle (Saale)
Leipziger Straße 58, gegr. 1898

Heizkissen-Reparaturen
führen sauber und schnell aus
Werkstätten
für Fein- und Elektromechanik
Alfred Schirmer
Feinmechanikermeister
Fürstenberg Havel, Grenzstraße 5

Ihre Bezugsquelle
für Rundfunkteile

KARL BORBS K. G.
LEIPZIG

ZEMAN

Mit neuem Kurs im neuen Jahr
und Zeman-Widerständen
zu neuen Erfolgen

Josef Zeman in Verwaltung
Belegschaft und Betriebsleitung
Roßwein, im Januar 1954

Schichtwiderstände – 0,25 – 0,5 – 1 – 2 – 3 Watt

TASCHENBUCH

Das Wirtschaftsjahr 1954

6. Jahrgang

DIN A 6 · 280 Seiten · Ganzleinen · 2,50 DM

Das bereits seit Jahren in unserer Wirtschaft und Verwaltung gut eingeführte Taschenbuch gibt auch diesmal eine schnelle und brauchbare Hilfe am Arbeitsplatz, auf Dienstreisen, bei Tagungen, Konferenzen und Besprechungen. Durch die Auswahl von Gesetzen und Verordnungen im

„Kleinen wirtschaftsrechtlichen Archiv für volkseigene Betriebe mit dem ABC des Wirtschaftsrechts"

erhält es einen neuen wertvollen Inhalt. Das bereits seit langem als zuverlässig bekannte umfassende Anschriftenverzeichnis der Dienststellen, Institute und Organisationen unserer Wirtschaft und Verwaltung wurde erweitert und wesentlich übersichtlicher gestaltet.

Weiteres aus dem Inhalt

Vorwort des Stellvertreters des Ministerpräsidenten Heinrich Rau

Kalendarium mit Angabe der gesetzlichen Feiertage und wichtiger Gedenktage aus dem politischen, wirtschaftlichen und kulturellen Leben

Zum neuen Kurs (Aus einer Rede von Otto Grotewohl)

Übersicht über die Preisbewegung in der DDR

Literaturverzeichnis aller Fachgebiete der Wirtschaftswissenschaften

Verzeichnis der neuen Autokennzeichen der DDR

Ausführliche Post- und Bahntarife

Zinstabellen und Zinsdivisoren und anderes mehr

Bestellungen bei jeder Buchhandlung oder direkt beim Verlag, Berlin W 8, Französische Straße 53-55.

VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN

Neue Hefte der

Schriftenreihe Deutsche Finanzwirtschaft

Heft 30

W. Pauckert

Die Kostenrechnung in der volkseigenen Bauindustrie

DIN A 4 · 148 Seiten · Loseblattsystem, zahlreiche Tabellen u. Buchungsbeispiele 7,80 DM

Das Heft ist eine Ergänzung zum Heft 25 der „Schriftenreihe Deutsche Finanzwirtschaft". Es zeigt die Besonderheiten des Rechnungswesens in der Bauindustrie und erläutert sie an Hand zahlreicher praktischer Beispiele.

Heft 31

Dr. W. Stier

Die Kassenordnung der Deutschen Demokratischen Republik

mit einer systematischen Neufassung der Ausführungsbestimmungen

DIN A 4 · 136 Seiten · brosch. · 3,40 DM

Die gesetzlichen Bestimmungen über das Haushaltswesen und die Kassenordnung der DDR werden in systematischer Zusammenfassung ausführlich kommentiert und die kassenmäßige Durchführung der Haushaltspläne erläutert.

Heft 32

Ministerium der Finanzen der DDR

Die Buchführung der privaten Wirtschaft

Einführung in die kaufmännische Buchführung unter Beachtung steuerlicher Vorschriften und Mindestanforderungen

DIN A 4 · 164 Seiten · brosch. · 3,50 DM

Die Buchführung eines Privatbetriebes ist ein umfassendes Spiegelbild aller Geschäftsvorfälle in der Produktions- und Zirkulationssphäre, wenn alle buchungspflichtigen Vorgänge lückenlos und ordnungsmäßig erfaßt werden. Das vorliegende Heft gibt dazu in leichtverständlicher Form die entsprechende Anleitung.

Die Reihe wird fortgesetzt.

Bestellungen bei jeder Buchhandlung oder direkt beim Verlag, Berlin W 8, Französische Straße 53-55.

VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN